

IN THE UNITED STATES PATENT AND TRADEMARK OFFICE

In re Patent Application of )

Robert BALDEMAIR )

Application No.: 09/868,600 )

Filed: September 27, 2001 )

For: METHOD OF SUPPRESSING  
NARROW FREQUENCY BANDS )

Group Art Unit: 2631

Examiner: Unassigned

A7

CLAIM FOR CONVENTION PRIORITY

Assistant Commissioner for Patents  
Washington, D.C. 20231

Sir:

The benefit of the filing date of the following prior foreign application in the following foreign country is hereby requested, and the right of priority provided in 35 U.S.C. § 119 is hereby claimed:

Austrian Patent Application No. 2127/98

Filed: December 21, 1998

In support of this claim, enclosed is a certified copy of said prior foreign application together with a verified English translation thereof. Said prior foreign application was referred to in the oath or declaration. Acknowledgment of receipt of the certified copy is requested.

Respectfully submitted,

BURNS, DOANE, SWECKER & MATHIS, L.L.P.

Date: January 28, 2002

By: 

Kenneth B. Leffler  
Registration No. 36,075

P.O. Box 1404  
Alexandria, Virginia 22313-1404  
(703) 836-6620



This Page Blank (uspto)

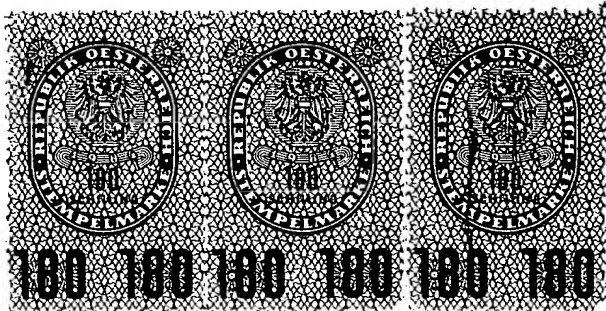
Best Available Copy



# ÖSTERREICHISCHES PATENTAMT

A-1014 WIEN, KOHLMARKT 8 - 10

#7



Aktenzeichen A 2127/98

Das Österreichische Patentamt bestätigt, dass



die Firma Ericsson Austria Aktiengesellschaft  
in A-1121 Wien, Pottendorfer Straße 25 - 27,

am 21. Dezember 1998 eine Patentanmeldung betreffend

**"Verfahren zur Unterdrückung von schmalen Frequenzbändern",**

überreicht hat und dass die beigeheftete Beschreibung samt Zeichnungen  
mit der ursprünglichen, zugleich mit dieser Patentanmeldung überreichten  
Beschreibung samt Zeichnungen übereinstimmt.

Es wurde beantragt, Dipl.-Ing. Robert Baldemair in Wien, als Erfinder  
zu nennen.

CERTIFIED COPY OF  
PRIORITY DOCUMENT

Österreichisches Patentamt

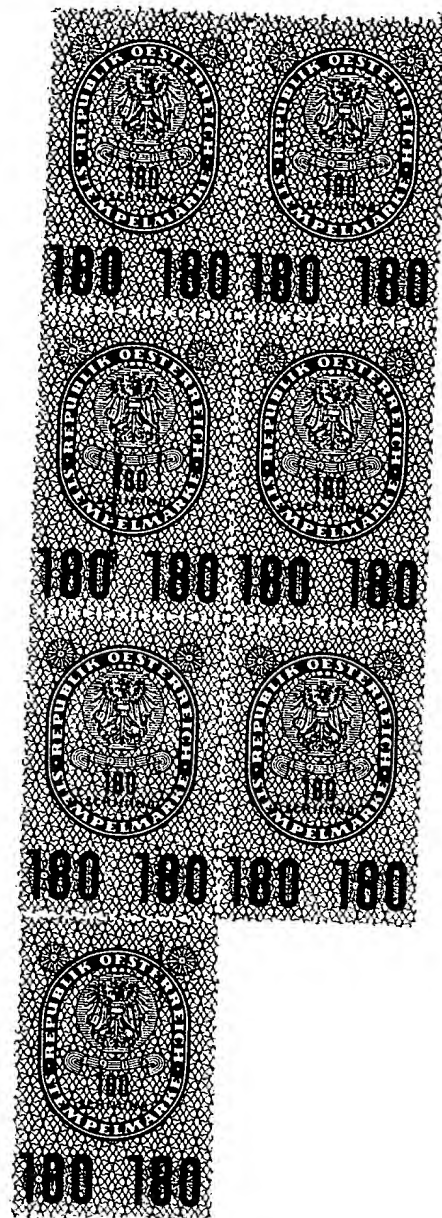
Wien, am 7. März 2001

Der Präsident:



HRNCIR  
Fachoberinspektor

the 1990s, the number of people in the world who are under 15 years of age is expected to increase by 1.5 billion, from 1.1 billion in 1990 to 2.6 billion in 2010. The number of people aged 65 and over is expected to increase by 1 billion, from 350 million in 1990 to 1.4 billion in 2010. The number of people aged 15-64 is expected to increase by 1.5 billion, from 2.5 billion in 1990 to 4.0 billion in 2010. The number of people aged 65 and over is expected to increase by 1 billion, from 350 million in 1990 to 1.4 billion in 2010. The number of people aged 15-64 is expected to increase by 1.5 billion, from 2.5 billion in 1990 to 4.0 billion in 2010.



ÖSTERREICHISCHES PATENTAMT  
Verwaltungsstellen-Direktion

720-... S 52,32... €

Kanzleigeühr bezahlt.

Balham

**THIS PAGE BLANK (USPTO)**

A2127/98-1

PATENTANWALT DIPL.-ING. DR. TECHN.  
FERDINAND GIBLER  
Vertreter vor dem Europäischen Patentamt  
A-1010 WIEN · Dorotheergasse 7  
Telefon: (0222) 512 10 98

0078 10: Urtext

23405/we

(51) Int. Cl.:

AT PATENTSCHRIFT (11) NR.

---

(73) Patentinhaber: Ericsson Austria  
Aktiengesellschaft  
Wien (AT)

(54) Gegenstand: Verfahren zur Unter-  
drückung von schmalen  
Frequenzbändern

(61) Zusatz zu Patent Nr.:

(62) Ausscheidung aus:

(22) (21) Angemeldet am: 1998 12 21

(23) Ausstellungspriorität:

(33) (32) (31) Unionspriorität:

(42) Beginn der Patentdauer:  
Längste mögliche Dauer:

(45) Ausgegeben am:

(72) Erfinder:

(60) Abhängigkeit:

---

(56) Entgegenhaltungen, die für die Beurteilung der Patentierbarkeit  
in Betracht gezogen wurden:

Die Erfindung betrifft ein Verfahren zur Unterdrückung von schmalen Frequenzbändern bei der Übertragung von Daten durch ein Mehrträgerverfahren, z.B. DMT (Discrete Multitone), bei dem ein vorbestimmtes breites Frequenzband in eine Vielzahl von Subkanälen mit diesen zugeordneten Subträgern unterteilt ist und die zu übertragenden Daten im Sender durch Inverse-Diskrete-Fourier-Transformation (IDFT) moduliert und im Empfänger durch Diskrete-Fourier-Transformation (DFT) demoduliert werden, wodurch jeder Subkanal im Spektrum eine Hauptkeule und mehrere, im Bereich naher Subträger auftretende Nebenkeulen aufweist, wobei zur Unterdrückung eines schmalen Ausblend-Frequenzbandes alle in diesem schmalen Ausblendband enthaltenen Subträger und weitere, an das schmale Ausblendband angrenzende Subträger mit Null geladen werden.

Bei einer Vielzahl von bekannten Datenübertragungssystemen findet eine Übertragung im Frequenzmultiplex statt. Die dabei verwendeten Verfahren sind als Mehrträgerverfahren, Orthogonal Frequency Division Multiplex (OFDM) und Discrete Multitone (DMT) bekanntgeworden. Ein vorgegebenes, breites Frequenzband wird dabei in sehr viele, sehr schmale Frequenzbänder bzw. Subkanäle unterteilt, über welche Daten mit verschiedenen Modulationsverfahren und Datenraten übertragen werden können. Zur Verteilung der Daten im Sender kann die Inverse-Fast-Fourier-Transformation (IFFT) und zur Rekonstruktion im Empfänger entsprechend die Fast-Fourier-Transformation (FFT) verwendet werden. Problematisch ist hierbei die starke Überlappung der Subkanäle im Frequenzbereich, da jeder aus Haupt- und Nebenkeulen zusammengesetzte Subkanal von den Nebenkeulen mehrerer, benachbarter Subkanäle überlagert wird. Die IFF-Transformation bewirkt jeweils eine Filterung der Subkanäle mit frequenzverschobenen Versionen eines einzigen Prototypfilters. Die geringe Dämpfung der Nachbarsubkanäle verursacht die erwähnte Überlappung durch die Nebenkeulen.

Eine übliche Frequenzmultiplex-Übertragung wie sie mittels DMT-Verfahren realisierbar ist, kann dabei ein sehr breites Frequenzband, z.B. von 300 kHz bis 30 MHz überstreichen, das mit gleich beabstandeten Trägerfrequenzen aufgefüllt ist.

Entsprechend der national jeweils unterschiedlichen Frequenzbereichsnormen treten praktisch in jedem breiten Sendespektrum verbotene Bereiche auf, die für besondere Anwendungen reserviert sind. Diese können durch Amateurfunk-Bereiche, Notruf-Sendebereiche oder andere bekannte Sendebereiche belegt sein. Dadurch ist es unumgänglich, bestimmte Frequenzbereiche freizuhalten, um den Sendebetrieb dieser festgelegten Bereiche nicht zu stören.

Wie vorstehend bereits erwähnt weist jeder Subkanal neben einer zentralen Hauptkeule symmetrisch um die Trägerfrequenz abfallende Nebenkeulen auf.

Um nun eine ausreichende Unterdrückung eines bestimmten Frequenzbereiches zu erreichen, ist es nicht ausreichend, die in diesem Bereich vorhandenen Subkanäle ohne Modulation zu betreiben, welcher Vorgang auch als Null-Laden der Subträger bezeichnet wird, da aufgrund der geringen Nebenkeulendämpfung ein so starkes



Nebensprechen in den benachbarten Kanälen auftritt, daß die von diesen ausgehende Störung immer noch zu groß ist, um den gewünschten Ausblendbereich freizuhalten. Die Leistungsdichte in diesem Ausblendbereich besitzt aufgrund der Nebenkeulen dann immer noch einen nicht zu vernachlässigenden Wert

Bei bisher bekannten Systemen mußten daher relativ viele zu dem freizuhaltenden Bereich benachbart liegende Kanäle unausgesteuert gehalten werden, um so eine ausreichende Absenkung der Nebenkeulen im Ausblendbereich zu erreichen. Nachteilig ist dabei aber der hohe Grad an nicht ausgenutzten Subkanälen, die dafür erforderlich sind, wodurch sich eine relativ schlechte Ausnutzung des gesamten Frequenzbereiches des angewandten Sende-Verfahrens ergibt.

Aufgabe der Erfindung ist es daher, ein Verfahren bzw. ein Übertragungssystem anzugeben, mit dem eine Erhöhung der Anzahl der nutzbaren Subkanäle erreichbar ist.

Erfindungsgemäß wird dies bei einem eingangs genannten Verfahren dadurch erreicht, daß für jeden sich zwischen den im Ausblendbereich beinhalteten Subträgern bzw. an diesen angrenzenden Subträgern mit Nullladung erstreckenden Frequenzbereich zusätzlich jeweils ein Impuls zur Kompensation der im Ausblendbereich auftretenden Nebenkeulen übertragen wird, welcher Impuls jeweils ein den in den Zwischenbereichen auftretenden Nebenkeulen ähnliches Frequenzspektrum aufweist und der entsprechend den Datenwerten der in den jeweiligen Zwischenbereichen auftretenden Nebenkeulen ausgesteuert wird, wobei der oder die Kompensationsimpulse orthogonal zu den informationsübertragenden Subträgern übertragen werden.

Es kann gezeigt werden, daß die Beträge der Nebenkeulen jedes Subkanals sich nur in der Amplitude unterscheiden. Die Störungen, die ein beliebiger Subkanal in dem Ausblendebereich hervorruft, besitzt daher ein zu allen anderen Störungen ähnliches Spektrum, sodaß die resultierende Gesamtstörung ebenfalls dem einer Nebenkeule ähnelt.

In weiterer Ausbildung der Erfindung kann vorgesehen sein, daß aus den Datenwerten einer vorbestimmbaren Anzahl von Subkanälen die Amplitude und Phase der Nebenkeulenspektren für den Ausblendbereich berechnet und der zu jedem Frequenzzwischenbereich gehörige Kompensationsimpuls durch Addition der einzelnen, dafür berechneten komplexen Nebenkeulenspektren ermittelt wird, und daß vor der Übertragung der oder die so ermittelten Kompensationsimpulse dem Sendesignal so überlagert werden, daß der Ausblendbereich von störenden Nebenkeulen befreit wird.

Durch Subtraktion eines Kompensationsimpulses mit gleichem Betragsfrequenzgang und gleichem Phasengang wie die Störung im Ausblendbereich kann das Störspektrum im Ausblendbereich genügend stark reduziert werden, um den gewünschten Dämpfungsfaktor zu erzielen.

In weiterer Ausbildung der Erfindung kann vorgesehen sein, daß außer den im Ausblendbereich beinhalteten Subträgern nur die an der Grenze des Ausblendbereichs und gegebenenfalls ein oder wenige unmittelbar außerhalb der Grenze des Ausblendbereiches gelegener bzw. gelegene Subträger mit Null geladen werden.

Damit werden neben den im Inneren des Ausblendbereiches befindlichen Subträgern jeweils immer nur ein oder wenige, zur Grenze des Ausblendbereiches benachbarter bzw. benachbarte Subträger mit Null beladen und somit eine sehr geringe Anzahl an Subträgern ohne Modulation belassen, wodurch die zur Übertragung nicht verwertbaren Subträger auf ein Minimum reduziert werden können.

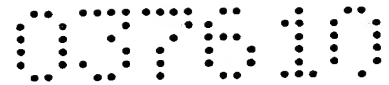
Weiters betrifft die Erfindung ein Verfahren zur Unterdrückung von schmalen Frequenzbändern bei der Übertragung von Daten durch ein Mehrträgerverfahren, z.B. DMT (Discrete Multitone), bei dem ein vorbestimmtes breites Frequenzband in eine Vielzahl von Subkanälen mit diesen zugeordneten Subträgern unterteilt ist und die zu übertragenden Daten im Sender durch Inverse-Diskrete-Fourier-Transformation (IDFT) moduliert und im Empfänger durch Diskrete-Fourier-Transformation (DFT) demoduliert werden, wodurch jeder Subkanal im Spektrum eine Hauptkeule und mehrere, im Bereich naher Subträger auftretende Nebenkeulen aufweist.

Die Aufgabe der Erfindung besteht darin, ein vorstehend genanntes Verfahren zu schaffen, mit dem die Anzahl der verwendbaren Subträger zur Übertragung von Information gegenüber bisher üblichen Werten gesteigert werden kann und wobei ein geringerer technischer Aufwand erforderlich ist.

Erfindungsgemäß wird dies dadurch erzielt, daß für jeden sich zwischen den im Ausblendbereich beinhalteten Subträgern bzw. an diesen angrenzenden Subträgern erstreckenden Frequenzbereich die in diesen Frequenzzwischenbereichen auftretenden Nebenkeulen und daraus die erforderliche Beladung der im Ausblendbereich beinhalteten Subträger bzw. an diesen angrenzenden Subträger berechnet werden, um eine Kompensation der im Ausblendbereich auftretenden Nebenkeulen zu erreichen, und daß die im Ausblendbereich beinhalteten Subträger bzw. die an diesen angrenzenden Subträger mit der berechneten Beladung übertragen werden, wobei die verbleibenden, restlichen Subträger unverändert bleiben.

Auf diese Weise müssen nicht erst Kompensationsimpulse entworfen und dem Sendesignal überlagert werden, sondern es kann die Subträgerbeladung der sonst auf Null gesetzten Subträger innerhalb des Ausblendbereiches bzw. an diesen angrenzend so eingestellt werden, daß dadurch eine Kompensation der störenden Nebenkeulen ermöglicht wird.

Weiters betrifft die Erfindung ein Übertragungssystem zur Übertragung von Daten mittels eines Mehrträgerverfahrens, z.B. DMT (Discrete Multitone), und zur Unterdrückung mindestens eines schmalen Ausblend-Frequenzbereiches, mit einer Inverse-Diskrete-Fourier-Transformationseinheit (IDFT) umfassenden Sendeeinheit, mit der eine Vielzahl den Sendefrequenzbereich unterteilenden Subkanäle mit zugeordneten Subträgern modulierbar ist und einer Diskrete-Fourier-Transformationseinheit (DFT) umfassenden Empfangseinheit, wobei in der IDF-Einheit alle im Ausblendbereich beinhalteten bzw. die an den Ausblendbereich anschließenden Subträger mit Null ladbar sind, insbesondere zur Durchführung des erfindungsgemäßen Verfahrens.



Die Aufgabe der Erfindung besteht darin, ein vorstehend genanntes Übertragungssystem anzugeben, mit dem die Anzahl der zur Modulation verfügbaren Subträger erhöht werden kann.

Erfindungsgemäß wird dies dadurch erreicht, daß für jeden sich zwischen den im Ausblendbereich beinhalteten Subträgern bzw. an diesen anschließenden Subträgern erstreckenden Frequenzbereich eine Recheneinheit zur Berechnung von durch außerhalb des Ausblendbereiches liegende Subkanäle hervorgerufenen Nebenkeulen vorgesehen ist, wobei am Eingang der Recheneinheit die zu übertragenden Daten anlegbar und am Ausgang der Recheneinheit die berechnete Amplitude und Phase der summierten Nebenkeulen abgreifbar sind, daß an den Ausgang jeder Recheneinheit ein Kompensationsfilter angeschlossen ist, dessen Übertragungsfunktion gleich oder ähnlich dem Spektrum der Nebenkeulen des entsprechenden Frequenzzwischenbereiches ist, und daß der Ausgang des Kompensationsfilters mit einem ersten Eingang eines Subtraktionsglieds und der Ausgang der IDF-Einheit mit einem zweiten Eingang des Subtraktionsglieds verbunden ist, sodaß am Ausgang des Subtraktionsglieds ein störungskompensiertes Sendesignal abgreifbar ist.

Durch das Vorsehen einer Recheneinheit kann vor dem Absenden jedes Datenblocks die im Ausblendbereich bewirkte Störung errechnet und kompensiert werden, sodaß dieser Bereich frei von störenden Frequenzen gehalten werden kann.

Weiters betrifft die Erfindung ein Übertragungssystem zur Übertragung von Daten mittels eines Mehrträgerverfahrens, z.B. DMT (Discrete Multitone), und zur Unterdrückung mindestens eines schmalen Ausblend-Frequenzbereiches, mit einer Inverse-Diskrete-Fourier-Transformationseinheit (IDFT) umfassenden Sendeeinheit, mit der eine Vielzahl den Sendefrequenzbereich unterteilenden Subkanäle mit zugeordneten Subträgern modulierbar sind und einer Diskrete Fourier-Transformationseinheit (DFT) umfassenden Empfangseinheit, insbesondere zur Durchführung des erfindungsgemäßen Verfahrens.

Die Aufgabe der Erfindung besteht darin, ein vorstehend genanntes Übertragungssystem anzugeben, mit dem die Anzahl der zur Modulation verfügbaren Subträger erhöht und der technische Aufwand möglichst gering gehalten werden kann.

Erfindungsgemäß wird dies dadurch erreicht, daß vor die IDFT-Einheit für jeden im Ausblendbereich beinhalteten bzw. an diesen anschließenden Subträger eine Recheneinheit zur Berechnung von durch außerhalb des Ausblendbereiches liegende Subkanäle hervorgerufenen Nebenkeulen geschaltet ist, wobei am Eingang der Recheneinheit die zu übertragenden Daten anlegbar sind und am Ausgang der Recheneinheit die im Ausblendbereich beinhalteten Subträger bzw. an diesen anschließenden Subträger mit einer die Nebenkeulen kompensierenden Beladung abgreifbar sind, welche zusammen mit den unveränderten Beladungen der restlichen, außerhalb des Ausblendbereiches liegenden Subträger von der IDFT-Einheit einlesbar sind.

Auf diese Weise ist die Überlagerung der Kompensationsimpulse mit dem Sendesignal hinfällig und die Subträger im Ausblendbereich werden bereits so geladen, daß eine ausreichende Kompensation der Nebenkeulen erzielt werden kann.

Nachfolgend wird die Erfindung anhand der in den Zeichnungen dargestellten Ausführungsbeispiele eingehend erläutert. Es zeigt dabei

Fig.1 den Betragsfrequenzgang eines Prototypfilters;

Fig.2 den durch Interferenz von drei Subkanälen hervorgerufenen Betragsfrequenzgang;

Fig.3 ein Ersatzschaltbild einer Invertierten-Diskreten-Fourier-Transformation;

Fig.4 den Betragsfrequenzgang eines Prototypfilters;

Fig.5 den Phasenfrequenzgang eines Prototypfilters;

Fig.6 den Betrag der Übertragungsfunktionen von drei Subträgern;

Fig.7 den Phasengang der Übertragungsfunktionen von drei Subträgern;

Fig.8 die übereinandergeschobenen und normierten Nebenkeulen eines Prototypfilters für  $M=16$ ;

Fig.9 den Betragsfrequenzgang mit einem Ausblendbereich;

Fig.10a und 10b jeweils eine schematische Darstellung eines Ausblendbereiches;

Fig.11 ein Blockschaltbild des Sendeteils einer Ausführungsform des erfindungsgemäßen Übertragungssystems;

Fig.12 ein Blockschaltbild des Sendeteils einer weiteren Ausführungsform des erfindungsgemäßen Übertragungssystems;

Fig.13 den Betragsfrequenzgang von Übertragungsfunktionen mit einem Ausblendbereich;

Fig.14 den Betrag der Sollübertragungsfunktionen für einen Kompensationsimpuls;

Fig.15 das Sendesignal bei Verwendung eines zyklischen Prefix;

Fig.16 und Fig.17 Betragsfrequenz- und Phasengang der Übertragungsfunktionen von Subträgern;

Fig.18 eine schematische Darstellung der Vektoren  $g(n)$ ;

Fig.19 die Sollübertragungsfunktion und zwei Kompensationsimpulse unterschiedlicher Länge;

Fig. 20 eine schematische Darstellung von  $v(n)$ ;

Fig. 21 Leistungsdichtespektrum für Übertragung mit  $M=512$  Subkanälen;

Fig.22 bis 24 vergrößerte Ausschnitte der Ausblendbereiche aus Fig.21;

Fig. 25 Leistungsdichtespektrum für Übertragung mit  $M=1024$  Subkanälen;

Fig.26 bis 28 vergrößerte Ausschnitte der Ausblendbereiche aus Fig.25;

Fig. 29 Leistungsdichtespektrum für Übertragung mit  $M=2048$  Subkanälen;

Fig.30 bis 32 vergrößerte Ausschnitte der Ausblendbereiche aus Fig.21;

Bei auf Frequenzmultiplex beruhenden Übertragungssystemen, die unter den Bezeichnungen Mehrträgerverfahren, Orthogonal Frequency Multiplex (OFDM) und Discrete Multitone (DMT) bekanntgeworden sind, ist ein breites Frequenzband in eine Vielzahl sehr schmaler Frequenzbänder bzw. Subkanäle unterteilt, denen jeweils gleichmäßig voneinander beabstandete Subträger zugeordnet sind.

Eine Vielzahl von Anwendungen des DMT-Verfahren haben die xDSL-Übertragungsverfahren, z.B. ADSL, HDSL o.ä. mit sich gebracht.

Die Modulation der Sendedaten auf der Senderseite erfolgt durch eine Inverse-Diskrete-Fourier-Transformation (IDFT), während die übertragenen Daten empfängerseitig mit Hilfe der Diskreten-Fourier-Transformation (DFT) demoduliert werden.

Zur Vereinfachung der im folgenden dargelegten Überlegungen wird zunächst die Übertragung über einen völlig dispersionsfreien Kanal betrachtet, sodaß keine Verzerrungen der übertragenen Sendesignale auftreten.

Der zu übertragende Datenstrom  $A_k = 0, 1, 2, \dots$  wird in Blöcken der Länge  $M$  zusammengefaßt, wobei  $M$  die Anzahl der Subkanäle bedeutet.

$$\begin{aligned} 0. \text{ Block} \quad \mathbf{A}_0 &= [A_0 \quad A_1 \quad \dots \quad A_{M-1}]^T \\ 1. \text{ Block} \quad \mathbf{A}_M &= [A_M \quad A_{M+1} \quad \dots \quad A_{2M-1}]^T \\ &\vdots \\ m. \text{ Block} \quad \mathbf{A}_{mM} &= [A_{mM} \quad A_{mM+1} \quad \dots \quad A_{mM+M-1}]^T \\ &\vdots \end{aligned}$$

Die Blocklänge der Inversen-Diskreten-Fourier-Transformation ist gleich der Anzahl  $M$  der Subkanäle.

$$\begin{aligned} \mathbf{a}_0 &= [a_0 \quad a_1 \quad \dots \quad a_{M-1}]^T = \sqrt{M} \cdot \text{IDFT}_M\{\mathbf{A}_0\} \\ \mathbf{a}_M &= [a_M \quad a_{M+1} \quad \dots \quad a_{2M-1}]^T = \sqrt{M} \cdot \text{IDFT}_M\{\mathbf{A}_M\} \\ &\vdots \\ \mathbf{a}_{mM} &= [a_{mM} \quad a_{mM+1} \quad \dots \quad a_{mM+M-1}]^T = \sqrt{M} \cdot \text{IDFT}_M\{\mathbf{A}_{mM}\} \\ &\vdots \end{aligned}$$

Das hochgestellte  $T$  bedeutet transponiert.

Die Blöcke  $\mathbf{a}_{kM}$ ,  $k = 0, 1, 2, \dots$  werden seriell an den Ausgang gelegt und übertragen.

In Fig.1 ist für ein Übertragungssystem mit  $M=16$  Subkanälen das Übersprechen eines Subkanals 0 auf die übrigen Subkanäle dargestellt. Ein Subkanal setzt sich im Frequenzbereich somit aus einer Hauptkeule und mehreren Nebenkeulen zusammen. Eine Überlagerung von drei der insgesamt sechzehn Subträgern ist in Fig.2 gezeigt.

Die Inverse-Diskrete-Fourier-Transformation (IDFT) kann durch einen Transmultiplexer, welcher in Fig.3 abgebildet ist, dargestellt werden, wobei die seriellen Daten parallel einem Satz von Filtern  $h_k(n)$  zugeleitet werden,  $k = 0, 1, 2, \dots, M-1$ . Das Filter  $h_0(n)$  ist dabei ein Prototypfilter, dessen Zeitbereich über die Länge  $M$  läuft, alle anderen Filter  $h_k(n)$   $k=1, 2, \dots, M-1$  stellen frequenzverschobene Versionen dieses Prototypfilters  $h_0(n)$  dar.

$$h_0(n) = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{M}} & \text{für } n = 0, 1, \dots, M-1 \\ 0 & \text{sonst} \end{cases} \iff H_0(e^{j\theta}) = \frac{1}{\sqrt{M}} \frac{\sin \frac{M\theta}{2}}{\sin \frac{\theta}{2}} e^{-j\theta \frac{M-1}{2}}$$

Die weiteren Filter  $h_k(n)$ ,  $k=1,2, M-1$  ergeben sich durch Verschiebung des Prototypfilters  $H_0(e^{j\Theta})$  um  $(2\pi/M) \cdot k$ .

$$h_k(n) = h_0(n) e^{j \frac{2\pi}{M} kn} \iff H_k(e^{j\theta}) = H_0(e^{j(\theta - \frac{2\pi}{M} k)}) \quad (1)$$

In Fig.4 und Fig.5 ist das zugehörige Bode-Diagramm des Prototypfilters für eine IDF-Transformation mit einer Blocklänge von  $M=16$  dargestellt. Die Nebenkeulen unterscheiden sich relativ deutlich hinsichtlich ihrer Amplituden, die symmetrisch zur Hauptkeule bei  $\Theta/\pi=0$  abfallen. Kein wesentlicher Unterschied ist hingegen in den Frequenzgängen zu beobachten, wobei das Prototypfilter eine lineare Phase in allen Nebenkeulen aufweist. Das durch einen beliebigen Nutzkanal in einem Ausblendbereich hervorgerufene Störspektrum ist daher bis auf einen komplexen Skalierungsfaktor den durch andere Nutzkanäle hervorgerufenen Störspektren ähnlich.

Gemäß Fig.3 steuert das Datum  $k$  eines  $M$ -langen Datenblocks das Filter  $h_k(n)$  bzw.  $H_k(e^{j\Theta})$  an. Der größte Anteil der Signalleistung wird im Band  $(k-1)2\pi/M \leq \Theta < (k+1)2\pi/M$  übertragen.

Aufgrund der Nebenkeulen der Übertragungsfunktion  $H_k(e^{j\Theta})$  wird aber auch ein nicht zu vernachlässigender Anteil in den Nachbarkanälen übertragen. Soll die Leistungsdichte in einem bestimmten Frequenzbereich unter einem bestimmten Wert bleiben, ist es daher auch nicht ausreichend, das oder die diesem Bereich entsprechenden Filter nicht anzuregen, da die Nebenkeulen in den Übertragungsfunktionen benachbarter Kanäle bewirken, daß die Leistungsdichte noch immer einen nicht zu vernachlässigenden Wert besitzt. Durch das langsame Abklingen der Nebenkeulen wirken diese sich als Übersprechen in den benachbarten Kanälen aus, wobei die erste Nebenkeule ein nur um 13 dB geringeres Maximum als die Hauptkeule aufweist (Fig.4).

In Fig.6 und 7 sind der besseren Übersichtlichkeit wegen bei einem  $M=16$  Subkanäle aufweisenden Frequenzbereich nur die Beträge und Phasen der Übertragungsfunktionen für die Kanäle  $k=2,3$  und 13 abgebildet. Aus Fig.6 und 7 geht klar hervor, daß das Ansteuern der drei gezeigten Filter nicht nur in deren eigenen Subkanälen sondern aufgrund der geringen Nebenkeulendämpfung auch in den anderen Subkanälen zu beachtlichen Leistungsdichten führt, wobei im gezeigten Fall jeder Subkanal eine Auswirkung auf alle Subkanäle hat, sodaß sich insgesamt fünfzehn Nebenkeulen in jedem Subkanal überlagern. Jeder Subkanal entspricht dabei einem Frequenzbereich von  $2\pi/16$ . Bei wesentlich höherer Subkanalanzahl ist die effektive Nachbar-Wechselwirkung nur auf die jeweils nächsten Subkanäle beschränkt.

Werden die Nebenkeulen der drei gezeigten Übertragungsfunktionen in einem Subkanal z.B.  $4 \cdot 2\pi/16 \leq \Theta < 5 \cdot 2\pi/16$  betrachtet, so ist ersichtlich, daß ihr Maximum zwar unterschiedliche Werte besitzt, aber alle sich überlappenden Nebenkeulen einen ähnlichen Verlauf besitzen.

Dies wird aus der Darstellung gemäß Fig.8 deutlich, in der alle Nebenkeulen des Prototypfilters  $h_0(n)$  für  $M=16$  auf den Wert 1 normiert und im Frequenzbereich übereinandergeschoben sind. Alle Nebenkeulen besitzen einen ähnlichen Verlauf bezüglich ihres Betragsspektrums.

Wie aus Gleichung 1 zu bereits ersehen ist, besitzt das Prototypfilter und alle verschobenen weiteren Filter eine lineare Phase. In Fig.7 sind die Phasenverläufe für die Übertragungsfunktionen von drei verschiedenen Subkanälen wiedergegeben, sie besitzen alle die gleiche Steigung und können durch Addition einer konstanten Phase ineinander übergeführt werden.

In dem gezeigten Frequenzband kann es nun erforderlich sein, bestimmte verbotene Bereiche in ihrer Leistungsdichte so herabzusetzen, daß sie keine störende Auswirkung auf bereits existierende Sendebereiche, z.B. Amateur- und Rettungsfunkbereiche, haben können. Ein konkretes Beispiel für eine solche Absenkung kann darin bestehen, die Leistungsdichte in einem Bereich von 7 bis 7,1 MHz von - 60 dBm auf - 80 dBm verlässlich zu reduzieren.

Im folgenden wird zunächst angenommen, daß der Ausblendbereich genau zwischen zwei Subträgern  $k$  und  $k+1$  lokalisiert ist, sodaß der entsprechende Frequenzbereich zwischen  $k \cdot 2\pi/M \leq \Theta < (k+1)2\pi/M$  liegt. Die beiden angenommenen Träger  $k$  und  $k+1$  übertragen den Hauptanteil ihrer Sendeleistung in dem gewählten Ausblendbereich und müssen daher auf jeden Fall auf Null gesetzt werden. Weiter entfernt liegende Träger, z.B.  $k-1$ ,  $k-2$ ,  $k+2$ ,  $k+3$ , wirken zwar nicht durch ihre Haupt- aber durch ihre Nebenkeulen auf den auszublendenden Frequenzbereich. Die Gesamtstörung der Nachbarträger errechnet sich daher durch die komplexe Addition aller in der Intensität noch relevanten Nebenkeulen.

Die Störung eines Nachbarkanals auf den Ausblendbereich ist das Datum des Nachbarkanals multipliziert mit der Wirkung der Nebenkeule im Ausblendbereich.

Fig.9 stellt die Störungen der Nachbarkanäle für ein System mit  $M=8$  Subträgern dar. Der ausgewählte Ausblendbereich ist  $2 \cdot 2\pi/8 \leq \Theta < 3 \cdot 2\pi/8$ . Träger 2 und 3 sind auf Null gesetzt, die Belegung der restlichen Träger ist beliebig. Gemäß Stand der Technik war es bisher üblich, auch weiter außerhalb des unmittelbaren Ausblendbereiches liegende Subträger mit Null zu laden, um damit zu erreichen, daß die durch sie bewirkten Nebenkeulen nicht im Ausblendbereich stören können. Dadurch war man aber gezwungen auf eine relativ große Anzahl an Subkanälen außerhalb des Ausblendbereiches zu verzichten. Die Umsetzung des erfindungsgemäßen Verfahrens behebt diesen Nachteil auf die im folgenden beschriebene Weise.

Da wie vorstehend bereits festgestellt, alle Nebenkeulen einen ähnlichen Betragsverlauf besitzen, muß die Gesamtstörung im Ausblendbereich einen Betragsverlauf besitzen, welcher dem der Nebenkeulen ähnlich ist. Diese Eigenschaft ist unabhängig von den

Daten der Nachbarkanäle, welche nur das Maximum und die Phase der Gesamtstörung bestimmen.

Es ist daher möglich, einen Impuls zu entwerfen, der innerhalb des Ausblendbereiches ein Spektrum besitzt, das dem der Gesamtstörung möglichst ähnlich ist und diesen mit dem Sendespektrum zu übertragen. Außerhalb dieses Bereiches soll sein Spektrum möglichst klein sein. Die Daten der Nachbarkanäle bestimmen nur die Anregung des Filters.

Wird der Ausblendbereich nicht durch zwei benachbarte Subträger begrenzt, so müssen zusätzlich alle Subträger innerhalb des Ausblendbereiches Null gesetzt werden. Ein solcher Fall ist in Fig.10a dargestellt. Die mit "\*" gekennzeichneten Subträger sind auf Null zu setzen.

Endet der Ausblendbereich nicht genau bei einem sondern zwischen zwei Subträgern, so muß der jeweils äußere ebenfalls auf Null gesetzt werden, wie aus Fig.10b ersichtlich ist.

Umfaßt der Ausblendbereich mehrere Subträger, so reicht es nicht aus, nur einen Kompensationsimpuls zu übertragen, da das störende Maximum der Nebenkeulen jeweils zwischen zwei benachbarten Subträgern auftritt. In Fig. 10a müssen daher fünf und in Fig.10b sechs Kompensationsimpulse erzeugt werden.

Erfindungsgemäß wird daher für jeden sich zwischen den im Ausblendbereich beinhalteten Subträgern bzw. an diesen angrenzenden Subträgern mit Nullladung erstreckenden Frequenzbereich zusätzlich jeweils ein Impuls zur Kompensation der im Ausblendbereich auftretenden Nebenkeulen übertragen, welcher Impuls jeweils ein den in den Zwischenbereichen auftretenden Nebenkeulen ähnliches Frequenzspektrum aufweist und der entsprechend den Datenwerten der in den jeweiligen Zwischenbereichen auftretenden Nebenkeulen ausgesteuert wird, wobei der oder die Kompensationsimpulse orthogonal zu den informationsübertragenden Subträgern übertragen werden.

Aus den Datenwerten einer vorbestimmbaren Anzahl von Subkanälen wird die Amplitude und Phase der Nebenkeulenspektren für den Ausblendbereich berechnet und der zu jedem Frequenzzwischenbereich gehörige Kompensationsimpuls durch Addition der einzelnen, dafür berechneten komplexen Nebenkeulenspektren ermittelt. Vor der Übertragung werden der oder die so ermittelten Kompensationsimpulse dem Sendesignal so überlagert, daß der Ausblendbereich von störenden Nebenkeulen befreit wird.

Eine besonders hohe Anzahl an nutzbaren Subträgern läßt sich erreichen, indem außer den im Ausblendbereich beinhalteten Subträgern nur die an der Grenze des Ausblendbereiches bzw. die am nächsten außerhalb der Grenze des Ausblendbereiches gelegenen Subträger mit Null geladen werden.

In Fig.11 und 12 sind Varianten von Sendeteilen eines erfindungsgemäßen Übertragungssystem in Form von Prinzipblockschaltbildern angegeben, mit denen das erfindungsgemäße Verfahren durchgeführt werden kann.

In Fig.11 umfaßt die Sendeeinheit eine Inverse-Diskrete-Fourier-Transformationseinheit (IDFT) 1, mit der eine Vielzahl den Sendefrequenzbereich unterteilende Subkanäle mit zugeordneten Subträgern modulierbar ist. Die nicht dargestellte



Empfangseinheit beinhaltet eine entsprechende Diskrete-Fourier-Transformationseinheit (DFT), mit der die übertragenen Daten demoduliert werden können.

Über die IDFT-Einheit 1 können alle im Ausblendbereich beinhalteten bzw. die an den Ausblendbereich anschließenden Subträger mit Null geladen werden, sodaß im gewünschten Ausblendbereich keine Hauptkeulen von Subträgern auftreten können.

Die zu übertragenden Daten werden über die Eingabeeinheit 7 als Vektor  $x(n)$  an die IDFT-Einheit 1 und an eine Recheneinheit 4 weitergegeben. Letztere dient der Berechnung von durch außerhalb des Ausblendbereiches liegende Subkanäle hervorgerufenen Nebenkeulen. Aus diesen kann die Amplitude und Phase der Gesamtstörung im Ausblendbereich durch Addition der Einzelstörungen berechnet werden. Umfaßt der Ausblendbereich mehrere Subträger, so ist für jeden ganz oder teilweise innerhalb des Ausblendbereiches auftretenden Frequenzbereich zwischen zwei Subträgern jeweils eine eigene Recheneinheit 4 vorgesehen, die an ihrem Ausgang jeweils mit dem Eingang eines zugeordneten Kompensationsfilters 6 verbunden ist, dessen Übertragungsfunktion gleich oder ähnlich dem Spektrum der Nebenkeulen des entsprechenden Frequenzzwischenbereiches ist. In Fig. 11 ist ein Blockschaltbild für nur einen Frequenzzwischenbereich dargestellt.

Der Ausgang des Kompensationsfilters  $s(k)$  6 ist mit einem ersten Eingang eines Subtraktionsglieds 3 und der Ausgang der IDFT-Einheit 1 mit einem zweiten Eingang des Subtraktionsglieds 3 verbunden, sodaß am Ausgang des Subtraktionsglieds 3 ein störungskompensiertes Sendesignal abgreifbar ist.

Wird das Filter 6 durch einen Impuls mit der in der Recheneinheit 4 berechneten Amplitude und Phase der Gesamtstörung angeregt, ergibt sich im Ausblendbereich ein Kompensationssignal, dessen Spektrum dem der Störung sehr ähnlich ist.

Der Ausgang der IDFT-Einheit 1 berechnet die inverse diskrete Fouriertransformation des anliegenden Datenvektors  $x(n)$  und eine Parallel/Serienwandel-Einheit 2 wandelt den parallelen, aus der IDFT-Einheit 1 kommenden Datenstrom in einen seriellen Symbolfluß um. Weil im Datenvektor  $x(n)$  die an den Ausblendbereich anschließenden Subträger mit Null geladen worden sind, setzt sich das gesamte Signal in diesem Frequenzbereich nur aus Übersprechanteilen zusammen. Das Ausgangssignal des Filters 6 besitzt innerhalb des Ausblendbereiches ein ähnliches Spektrum wie das Spektrum des Übersprechsignals. Durch Subtraktion dieser beiden Signale wird das Sendespektrum im Ausblendbereich stark reduziert, z.B. um mehr als 20 dB.

Liegt der Ausblendbereich nicht genau zwischen zwei benachbarten Subträgern, sondern dehnt sich dieser über mehrere Subkanäle aus bzw. soll das Leistungsdichtespektrum in mehreren, voneinander getrennten Bändern unterdrückt werden, muß der Zweig mit der Recheneinheit 4 und dem Filter 6 für jeden Frequenzbereich zwischen zwei Subträgern zusätzlich ausgeführt werden. Die jeweiligen Filter  $s(k)$  6 der einzelnen Zweige müssen dann das Störspektrum im jeweiligen Zwischenbereich nachbilden.

Die in Fig. 12 dargestellte Variante benutzt die im Ausblendbereich enthaltenen Subträger, um die Kompensation der störenden Nebenkeulen durchzuführen.

Die Übertragungsfunktion der Filter  $s_i(k)$  spannen einen Vektorraum auf. Um die Daten im Empfänger durch Anwenden einer Diskreten Fourier-Transformation rückgewinnen zu können, ist es erforderlich, daß die Übertragungsfunktionen der Filter  $s_i(k)$  orthogonal zu den Übertragungsfunktionen der verwendeten Inversen-Fourier-Transformationseinheit gewählt werden. In diesem Fall bietet sich als Basis des durch die  $s_i(k)$  aufgespannte Vektorraumes das Set der Übertragungsfunktionen der nicht verwendeten IFFT-Kanäle an.

Werden diese Funktionen als Basis verwendet, so ist es möglich, die Filterungen mit den  $s_i(k)$  in die Inverse Fourier-Transformation hineinzuziehen. In diesem Fall werden die Subkanäle, welche mit den Ausblendbereichen überlappen, nicht mit Null sondern mit in der Recheneinheit 4' berechneten Werten geladen, sodaß IDFT und Filterung die gleichen Ergebnisse liefern. Die Recheneinheit 4' berechnet die neuen Werte, mit denen die Subkanäle, welche mit den Ausblendbereichen überlappen, geladen werden müssen. Die Daten in den anderen Subkanälen werden dabei nicht verändert.

Dazu sind am Eingang der Recheneinheit 4' die zu übertragenden Daten anlegbar und am Ausgang der Recheneinheit 4' die im Ausblendbereich beinhalteten Subträger bzw. an diesen anschließenden Subträger mit einer die Nebenkeulen kompensierenden Beladung abgreifbar, welche zusammen mit den unveränderten Beladungen der restlichen, außerhalb des Ausblendbereiches liegenden Subträger von der IDFT-Einheit 1 einlesbar sind. In der Einheit 2 wird die Umwandlung der parallelen Daten in ein serielles Sendesignal vorgenommen.

Somit werden für jeden sich zwischen den im Ausblendbereich beinhalteten Subträgern bzw. an diesen angrenzenden Subträgern erstreckenden Frequenzbereich die in diesen Frequenzzwischenbereichen auftretenden Nebenkeulen und daraus die erforderliche Beladung der im Ausblendbereich beinhalteten Subträger bzw. an diesen angrenzenden Subträger berechnet, um eine Kompensation der im Ausblendbereich auftretenden Nebenkeulen zu erreichen, wobei die im Ausblendbereich beinhalteten Subträger bzw. die an diesen angrenzenden Subträger mit der berechneten Beladung übertragen werden und wobei die verbleibenden, restlichen Subträger unverändert bleiben.

Zur Demonstration des erfindungsgemäßen Verfahrens wurden drei Beispiele für eine VDSL-Übertragungsstrecke gerechnet. Als Nyquist-Frequenz wurde 10,5 MHz gewählt. Das analoge Sendefilter besitzt einen Durchlaßbereich von 0,3 MHz bis 10,1 MHz. Innerhalb dieses Bereiches befinden sich drei Amateurfunkbänder, nämlich 1,81 MHz - 2,00 MHz, 3,50 MHz - 3,80 MHz und 7,00 MHz - 7,10 MHz.

In den Beispielen gemäß Fig.21 - 24, Fig.25 - 28 und Fig.29 - 32, in denen die erzielten Leistungsdichtespektren gezeigt sind, wird eine Möglichkeit zur Unterdrückung der Amateurfunkbänder mit Hilfe des erfindungsgemäßen Verfahrens gezeigt, das Abfallen des Leistungsdichtespektrums unterhalb von 0,3 MHz bzw. oberhalb von 10 MHz muß mit dem analogen Sendefilter erfolgen und wird nicht weiter berücksichtigt. Die Anzahl der Kanäle  $M$  beträgt 512 (Fig.21-24), 1024 (Fig.25-28) und 2048 (Fig.29-32). Die grau hinterlegten Flächen stellen jeweils die Amateurfunkbänder dar, wobei Fig. 22-24, Fig.26-28 und Fig.30-32 Vergrößerungen der Ausblendbereiche sind.

In den nachstehend angegebenen Tabellen sind die Parameter für die einzelnen Bereiche angeführt. In der ersten Spalte wird angegeben, in welchen Subkanälen ein Kompensationsimpuls übertragen wird. Die zweite Spalte gibt an, welche Subträger für die Erzeugung der Kompensationsimpulse verwendet und nicht mit Informationssymbolen geladen werden. Wird das erfindungsgemäße Verfahren nicht verwendet, müssen die Kanäle, welche in der letzten Spalte angegeben sind, mit Null geladen werden.

	Kompensationsimpulse	benötigte Subkanäle	Nullsetzen
1. Band	$k = 43, 44, \dots, 49$	$k = 42, 43, \dots, 51$	$k = 37, 38, \dots, 56$
2. Band	$k = 85, 86, \dots, 92$	$k = 84, 85, \dots, 94$	$k = 79, 80, \dots, 99$
3. Band	$k = 170, 171, 172, 173$	$k = 170, 171, \dots, 174$	$k = 163, 164, \dots, 180$

	Kompensationsimpulse	benötigte Subkanäle	Nullsetzen
1. Band	$k = 87, 88, \dots, 97$	$k = 86, 87, \dots, 99$	$k = 82, 83, \dots, 103$
2. Band	$k = 170, 171, \dots, 185$	$k = 168, 169, \dots, 188$	$k = 165, 166, \dots, 191$
3. Band	$k = 340, 341, \dots, 346$	$k = 339, 340, \dots, 347$	$k = 335, 336, \dots, 353$

	Kompensationsimpulse	benötigte Subkanäle	Nullsetzen
1. Band	$k = 176, 177, \dots, 195$	$k = 175, 176, \dots, 197$	$k = 171, 172, \dots, 200$
2. Band	$k = 341, 342, \dots, 349$ $363, 364, \dots, 371$	$k = 339, 340, \dots, 373$	$k = 336, 337, \dots, 376$
3. Band	$k = 682, 683, \dots, 692$	$k = 681, 682, \dots, 694$	$k = 677, 678, \dots, 698$

In allen drei Beispielen sind sowohl die untersten als auch die mittleren Subträger nicht geladen. Dieses Nullsetzen wird nicht zum Ausblenden der Amateurfunkbänder benötigt, soll aber das Leistungsdichtespektrum bei tiefen und hohen Frequenzen reduzieren.

Für die Symbole der Subträger  $M/2+1$  bis  $M-1$  gilt  $A_l = A^*_{M-l}$ ,  $l = M/2 + 1, M/2 + 2, \dots, M-1$ . Diese Ladevorschrift ist für ein reelles Sendesignal notwendig.

Beim dritten Beispiel (Fig. 29 - 32) liegt das zweite Amateurfunkband über den Kanälen 341 bis 370. Es werden aber nur für die Subbänder 341, 342, ..., 349, 363, 364, ... 371 Kompensationsimpulse entworfen. In den mittleren Subbändern sind die Störungen schon stark genug gedämpft, es müssen keine Kompensationsimpulse angewandt werden.

Die Berechnung des Kompensationsimpulses wird nach nachfolgend angegeben.

Es kann gezeigt werden, daß die Energie einer Impulsantwort eines Filters in einem Frequenzbereich  $\Theta_1$  bis  $\Theta_2$  sich als quadratische Form darstellen läßt. Die Impulsantwort  $s(n)$  sei  $M$  Taps lang, sodaß die Energie  $E_s$  definiert ist als

$$E_s = \frac{1}{2\pi} \int_{\theta_1}^{\theta_2} s^t \psi^*(e^{j\theta}) \psi^T(e^{j\theta}) s \, d\theta = \frac{1}{2\pi} s^t \int_{\theta_1}^{\theta_2} \psi^*(e^{j\theta}) \psi^T(e^{j\theta}) \, d\theta \, s = \frac{1}{2\pi} s^t \Theta(\theta_1, \theta_2) s \quad (7)$$

$s = [s(0)s(1) \dots s(M-1)]^T$  ist die Impulsantwort,  $\psi(e^{j\theta})$  ist

$$\psi(e^{j\theta}) = [1 \, e^{-j\theta} \, \dots \, e^{-j\theta(M-1)}]^T. \quad (6)$$

wobei

$$\Theta(\theta_1, \theta_2) = \int_{\theta_1}^{\theta_2} \psi^*(e^{j\theta}) \psi^T(e^{j\theta}) \, d\theta.$$

$s^t$  bedeutet  $s$  transponiert und konjugiert.

Für jeden Frequenzzwischenbereich (oder Teilband), welcher von zwei benachbarten Subträgern begrenzt wird und innerhalb des Ausblendbereiches liegt, muß ein eigener Kompensationsimpuls entworfen werden.

Innerhalb dieses Frequenzzwischenbereiches muß der Kompensationsimpuls das Spektrum der Störung möglichst gut wiedergeben. Zu diesem Zweck muß der Kompensationsimpuls innerhalb dieses Zwischenbereiches eine noch zu bestimmende Übertragungsfunktion besitzen.

Außerhalb dieses Frequenzzwischenbereiches ist zwischen den Zwischenbereichen, welche ebenfalls im Ausblendbereich liegen, und Zwischenbereichen, welche außerhalb des Ausblendbereiches liegen, zu unterscheiden. Da die Kompensationsimpulse in anderen Frequenzbändern selbst als Störer wirken, müssen diese für die benachbarten Subkanäle, die innerhalb des Ausblendbereiches liegen, eine möglichst geringe Übertragungsfunktion aufweisen, um dort keine zusätzlichen Störungen hervorzurufen. In außerhalb des Ausblendbereiches liegenden Frequenzbereichen ist die Forderung nach einer stark gedämpften Übertragungsfunktion nicht ganz so streng, muß aber ebenfalls berücksichtigt werden. Der Grund dafür liegt darin, daß durch den deterministischen Zusammenhang zwischen der Anregung des Kompensationsimpulses und den Daten der genützten Subträger konstruktive Interferenzen außerhalb des Ausblendbereiches entstehen können, welche zu Leistungsüberhöhungen führen.

Im Empfänger sollen die Daten mittels einer Diskreten Fourier-Transformation (DFT) demoduliert werden. Die DFT kann genauso wie die IDFT in einen Transmultiplexer übergeführt werden, dessen Filter orthogonal zueinander sind. Damit nach der Demodulation mit Hilfe der DFT alle Daten voneinander unabhängig sind, müssen alle Sendefilter ebenfalls orthogonal sein. Das Prototypfilter und die durch Verschiebung daraus abgeleiteten Filter erfüllen diese Forderung bereits. Zusätzlich muß der Kompensationsimpuls auf die Filter jener Subträger, welche Nutzdaten übertragen, orthogonal sein. Das sind all jene Subträger, welche nicht mit Null geladen werden. Die einzelnen Kompensationsimpulse müssen untereinander nicht orthogonal sein.

Wie vorstehend bereits erwähnt, muß der Kompensationsimpuls innerhalb jenes Frequenzzwischenbereiches, für das er entworfen worden ist, eine nachstehend noch genauer erläuterte Übertragungsfunktion möglichst gut approximieren. Das Spektrum innerhalb des Zwischenbereiches muß jenem der Störung möglichst ähnlich sein.

Die Störung setzt sich aus der Überlagerung mehrerer Nebenkeulen zusammen, wobei die Nebenkeulen mit dem größten Betragsmaximum den stärksten Störeinfluß haben. Aus diesem Grund wird die Sollübertragungsfunktion des Kompensationsimpulses aus den Übertragungsfunktionen der beiden großen Nebenkeulen zusammengesetzt. Außerhalb seines Teilbandes ist die Sollübertragungsfunktion ident Null.

Soll der Kompensationsimpuls für das Teilband  $k \cdot 2\pi/M \leq \Theta < (k+1) \cdot 2\pi/M$  entworfen werden, so sind die beiden benachbarten Impulse  $H_{k-1}(e^{j\Theta})$  und  $H_{k+2}(e^{j\Theta})$  hauptverantwortlich für die Störungen im betrachteten Frequenzzwischenbereich, wie in Fig.13 für  $M=16$  und  $k=2$  und dem Betrag der Übertragungsfunktionen  $H_1(e^{j\Theta})$  und  $H_4(e^{j\Theta})$  dargestellt ist. Die Übertragungsfunktionen für die beiden Subträger  $k-1$  und  $k+2$  lauten

$$H_{k-1}(e^{j\theta}) = \frac{1}{\sqrt{M}} \frac{\sin \frac{M}{2} \left( \theta - \frac{2\pi}{M}(k-1) \right)}{\sin \frac{1}{2} \left( \theta - \frac{2\pi}{M}(k-1) \right)} e^{-j \left( \theta - \frac{2\pi}{M}(k-1) \right) \frac{M-1}{2}} \quad (10)$$

$$H_{k+2}(e^{j\theta}) = \frac{1}{\sqrt{M}} \frac{\sin \frac{M}{2} \left( \theta - \frac{2\pi}{M}(k+2) \right)}{\sin \frac{1}{2} \left( \theta - \frac{2\pi}{M}(k+2) \right)} e^{-j \left( \theta - \frac{2\pi}{M}(k+2) \right) \frac{M-1}{2}} \quad (11)$$

Im betroffenen Frequenzbereich von  $0,25 \leq \Theta/\pi < 0,375$  sind die Nebenkeulen von diesen beiden Übertragungsfunktionen als Hauptstörungsquelle angenommen worden. Die weiter entfernten Übertragungsfunktionen liefern einen entsprechend niedrigeren Störbeitrag, der für die Berechnung vernachlässigt wird.

Das Maximum der rechten und der linken Hauptnebenkeule von  $H_{k-1}(e^{j\Theta})$  bzw.  $H_{k+2}(e^{j\Theta})$  tritt bei  $\Theta = (2\pi/M)(k + 0,5)$  auf. Einsetzen an dieser Stelle liefert

$$H_{k-1}(e^{j\theta}) \Big|_{\theta = (k + \frac{1}{2}) \frac{2\pi}{M}} = \frac{1}{\sqrt{M}} \frac{-1}{\sin \frac{3\pi}{2M}} e^{-j \frac{3\pi}{2} (1 - \frac{1}{M})} \quad (12)$$

$$H_{k+2}(e^{j\theta}) \Big|_{\theta = (k + \frac{1}{2}) \frac{2\pi}{M}} = \frac{1}{\sqrt{M}} \frac{-1}{\sin \frac{3\pi}{2M}} e^{j \frac{3\pi}{2} (1 - \frac{1}{M})} \quad (13)$$

Die beiden Nebenkeulen besitzen, wie aus Fig.13 ersichtlich, das gleiche Betragsmaximum jedoch unterschiedliche Phase. Die Phasendifferenz beider Nebenkeulen an der Stelle  $\Theta = (2\pi/M)(k + 0,5)$  ist

$$\Delta\phi = \arg \{ H_{k+2}(e^{j\theta}) \} - \arg \{ H_{k-1}(e^{j\theta}) \} \Big|_{\theta = (k + \frac{1}{2}) \frac{2\pi}{M}} = 3\pi - \frac{3\pi}{M} \quad (14)$$

Aus diesem Grund wird die Sollübertragungsfunktion

$$S(e^{j\theta}) = \begin{cases} -\frac{1}{2} \left( e^{j\frac{\Delta\phi}{2}} H_{k-1}(e^{j\theta}) + e^{-j\frac{\Delta\phi}{2}} H_{k+2}(e^{j\theta}) \right) & \text{für } k\frac{2\pi}{M} \leq \theta < (k+1)\frac{2\pi}{M} \\ 0 & \text{sonst} \end{cases} \quad (15)$$

gewählt, wie aus den Fig.13 und 14 ersichtlich. Diese Wahl der Sollübertragungsfunktion erfolgt relativ heuristisch und kann durch eine optimiertes Kriterium möglicherweise verbessert werden. Da die Sollübertragungsfunktion nur innerhalb des Ausblendbereiches einen von Null verschiedenen Wert aufweist, wirkt sie auch in anderen Frequenzbereichen nicht störend.

Als weitere Einschränkung der Klasse an möglichen Kompensationsimpulsen muß allerdings das Orthogonalitätskriterium vorgesehen werden, damit der Empfang der einzelnen Filter ungestört bleibt. Damit die Daten im Empfänger mit Hilfe einer DFT-Transformation demoduliert und getrennt werden können, ist es erforderlich, daß der Kompensationsimpuls orthogonal auf die Übertragungsfunktionen aller verwendeter, d.h. nicht mit Null geladener Subkanäle steht.

Die Indizes aller geladener Subträger mögen in der Menge  $\mathcal{K}$  zusammengefaßt sein. Die  $K$  Funktionen

$$h_k(n) = \frac{1}{\sqrt{M}} e^{j\frac{2\pi}{M}kn} \quad \text{für } k \in \mathcal{K}, n = 0, 1, \dots, M-1 \quad (16)$$

(Weiter auf Seite 17)

spannen eine orthonormale Basis für den  $K$ -dimensionalen Unterraum  $\mathcal{K}$  auf. In der Menge  $\mathcal{M}$  seien die Indizes aller Subträger zusammengefaßt,  $\mathcal{M} = \{0, 1, \dots, M-1\}$ . Die Funktionen

$$h_k(n) = \frac{1}{\sqrt{M}} e^{j \frac{2\pi}{M} kn} \quad \text{für } k, n = 0, 1, \dots, M-1 \quad (17)$$

spannen den  $M$ -dimensionalen Raum  $\mathcal{M}$  auf, wobei  $\mathcal{K}$  ein Unterraum von  $\mathcal{M}$  ist. Die Übertragungsfunktionen der verwendeten Subträger liegen im Unterraum  $\mathcal{K}$ . Der Kompensationsimpuls muß orthogonal auf diese Funktionen sein, d.h. er muß in einem zu  $\mathcal{K}$  senkrechten Unterraum  $\mathcal{L} = \mathcal{K}^\perp$  liegen. Der sich hier anbietende Raum ist die Differenz  $\mathcal{L} = \mathcal{M}/\mathcal{K}$ . Für diesen  $L = M - K$ -dimensionalen Unterraum stellen die Funktionen

$$h_k(n) = \frac{1}{\sqrt{M}} e^{j \frac{2\pi}{M} kn} \quad \text{für } k \in \mathcal{L}, n = 0, 1, \dots, M-1 \quad (18)$$

eine orthonormale Basis dar. Die Menge  $\mathcal{L}$  ist definiert als  $\mathcal{L} = \mathcal{M}/\mathcal{K}$ . Der Kompensationsimpuls kann nun durch Linearkombination der Basisvektoren (18) dargestellt werden,

$$g(n) = \sum_{l \in \mathcal{L}} c_l h_l(n) \quad \text{bzw.} \quad \mathbf{g} = \mathbf{H} \mathbf{c} \quad (19)$$

in Vektorschreibweise, wobei  $\mathbf{g} = [g(0)g(1)\dots g(M-1)]^T$  gilt. Im Spaltenvektor  $\mathbf{c}$  sind die Koeffizienten  $c_l$  der Linearkombination zusammengefaßt. Die Spalten der Matrix  $\mathbf{H}$  sind die Basisvektoren (18),

$$\mathbf{H} = [h_{l_0} h_{l_1} \dots h_{l_{L-1}}] \quad \text{mit} \quad \{l_0 l_1 \dots l_{L-1}\} = \mathcal{L}. \quad (20)$$

Zur Berechnung des Kompensationsimpulses kann nun folgende Optimierungsaufgabe angeschrieben werden:

$$g(n) = \arg \min_{g(n) \in \mathcal{L}} W_1 \int_{k \frac{2\pi}{M}}^{(k+1) \frac{2\pi}{M}} |G(e^{j\theta}) - S(e^{j\theta})|^2 d\theta + \sum_{l=2}^Q W_l \int_{\theta_{l_1}}^{\theta_{l_2}} |G(e^{j\theta})|^2 d\theta \quad (21)$$

$G(e^{j\theta})$  ist die Fourier Transformation von  $g(n)$ , dem gesuchten Kompensationsimpuls. Die Minimierung erfolgt also über alle Funktionen des Raums  $\mathcal{L}$ , welcher ja senkrecht auf die verwendeten Übertragungsfunktionen steht. Das erste Integral stellt die Abweichung von  $G(e^{j\theta})$  von der Sollübertragungsfunktion  $S(e^{j\theta})$  dar. Diese Abweichung wird innerhalb des Teilbandes  $k \frac{2\pi}{M} \leq \theta < (k+1) \frac{2\pi}{M}$  berechnet. Außerhalb dieses Bandes ist die Sollübertragungsfunktion  $S(e^{j\theta})$  ja ident Null. Das zweite Integral berechnet die Energie von  $G(e^{j\theta})$  innerhalb der Bänder  $\theta_{l_1} \leq \theta < \theta_{l_2}$ . Wie erwähnt, soll der Kompensationsimpuls außerhalb seines Bandes eine stark gedämpfte Übertragungsfunktion besitzen. Die Summation erfolgt über Bereiche, in denen eine verschieden starke Unterdrückung gewünscht wird. Innerhalb des Ausblendbereichs wird eine größere Dämpfung erforderlich sein als außerhalb. Dieses Verhalten kann mittels der Gewichtungsfaktoren  $W_l$  eingestellt werden.

Ausmultiplizieren von (21) liefert

$$g(n) = \arg \min_{g(n) \in \mathcal{L}} W_1 \int_{k \frac{2\pi}{M}}^{(k+1) \frac{2\pi}{M}} \left( G(e^{j\theta}) - S(e^{j\theta}) \right)^* \left( G(e^{j\theta}) - S(e^{j\theta}) \right)^T d\theta + \quad (22)$$

$$\sum_{l=2}^Q W_l \int_{\theta_{l_1}}^{\theta_{l_2}} G(e^{j\theta})^* (G(e^{j\theta})^T d\theta$$

$$= \arg \min_{g(n) \in \mathcal{L}} W_1 \int_{k \frac{2\pi}{M}}^{(k+1) \frac{2\pi}{M}} \left( g^t \psi^*(e^{j\theta}) - s^t \psi^*(e^{j\theta}) \right) \left( \psi^T(e^{j\theta}) g - \psi^T(e^{j\theta}) s \right) d\theta + \quad (23)$$

$$\sum_{l=2}^Q W_l \int_{\theta_{l_1}}^{\theta_{l_2}} g^t \psi^*(e^{j\theta}) \psi^T(e^{j\theta}) g d\theta$$

$$= \arg \min_{g(n) \in \mathcal{L}} W_1 \int_{k \frac{2\pi}{M}}^{(k+1) \frac{2\pi}{M}} \left( g^t \psi^*(e^{j\theta}) \psi^T(e^{j\theta}) g - s^t \psi^*(e^{j\theta}) \psi^T(e^{j\theta}) g - \right. \quad (24)$$

$$g^t \psi^*(e^{j\theta}) \psi^T(e^{j\theta}) s + s^t \psi^*(e^{j\theta}) \psi^T(e^{j\theta}) s \Big) d\theta +$$

$$\sum_{l=2}^Q W_l \int_{\theta_{l_1}}^{\theta_{l_2}} g^t \psi^*(e^{j\theta}) \psi^T(e^{j\theta}) g d\theta$$

$$= \arg \min_{g(n) \in \mathcal{L}} W_1 \left( g^t \Theta(\theta_{l_1}, \theta_{l_2}) g - s^t \Theta(\theta_{l_1}, \theta_{l_2}) g - g^t \Theta(\theta_{l_1}, \theta_{l_2}) s + s^t \Theta(\theta_{l_1}, \theta_{l_2}) s \right) + \quad (25)$$

$$\sum_{l=2}^Q W_l g^t \Theta(\theta_{l_1}, \theta_{l_2}) g$$

$$= \arg \min_{g(n) \in \mathcal{L}} \sum_{l=1}^Q W_l g^t \Theta(\theta_{l_1}, \theta_{l_2}) g - \quad (26)$$

$$W_1 \left( s^t \Theta(\theta_{l_1}, \theta_{l_2}) g + g^t \Theta(\theta_{l_1}, \theta_{l_2}) s - s^t \Theta(\theta_{l_1}, \theta_{l_2}) s \right)$$

In der vorletzten Zeile wurde Gl. (8) eingesetzt. Zur kürzeren Schreibweise sind weiters die beiden Größen  $\theta_{l_1} = k \frac{2\pi}{M}$  und  $\theta_{l_2} = (k+1) \frac{2\pi}{M}$  eingeführt worden. Im Spaltenvektor  $s$  ist die Impulsantwort der Sollübertragungsfunktion zusammengefaßt,

$$[s]_n = -\frac{1}{2} \left( e^{j \frac{\Delta\phi}{2}} h_{k-1}(n) + e^{-j \frac{\Delta\phi}{2}} h_{k+2}(n) \right) \quad \text{für } n = 0, 1, \dots, M-1. \quad (27)$$

Die direkte Minimierung über  $g(n)$ , wie sie in (26) durchgeführt wird, ist aus zwei Gründen nicht sinnvoll: Erstens muß über eine große Anzahl von Parametern ( $M$  Koeffi-



zienten) minimiert werden, und zweitens muß die Optimierung unter der Randbedingung  $g(n) \in \mathcal{L}$  stattfinden. Sinnvoller ist es, über den Koeffizientenvektor  $c$  aus (19) zu minimieren: Erster wird die Anzahl der zu optimierenden Parameter kleiner, und zweitens kann die Minimierung ohne Nebenbedingungen erfolgen, denn der Ansatz (19) berücksichtigt die Nebenbedingung  $g(n) \in \mathcal{L}$  bereits. Einsetzen von (19) in (26) liefert folgendes:

$$c_{opt} = \arg \min_c \sum_{l=1}^Q W_l c^t H^t \Theta(\theta_{l_1}, \theta_{l_2}) H c - \quad (28)$$

$$W_1 \left( s^t \Theta(\theta_{l_1}, \theta_{l_2}) H c + c^t H^t \Theta(\theta_{l_1}, \theta_{l_2}) s - s^t \Theta(\theta_{l_1}, \theta_{l_2}) s \right) \quad (29)$$

Die Lösung dieser Optimierungsaufgabe lautet

$$c_{opt} = H^{-1} \left( H^t \sum_{l=1}^Q W_l \Theta(\theta_{l_1}, \theta_{l_2}) \right)^{-1} W_1 H^t \Theta(\theta_{l_1}, \theta_{l_2}) s. \quad (30)$$

Einsetzen in (19) liefert die Impulsantwort des gesuchten Kompensationsimpulses.

$$g = H c_{opt} = \left( H^t \sum_{l=1}^Q W_l \Theta(\theta_{l_1}, \theta_{l_2}) \right)^{-1} W_1 H^t \Theta(\theta_{l_1}, \theta_{l_2}) s \quad (31)$$

Simulationen haben gezeigt, daß dieser Impuls die geforderten Eigenschaften nur ungenügend erfüllt. Aus diesem Grund muß für den Kompensationsimpuls eine Länge größer als  $M$  zugelassen werden. An diesem Punkt ist es nun auch sinnvoll, die Einschränkung des verzerrungsfreien Kanals fallenzulassen.

Es wird angenommen, daß der Kanal eine Gedächtnislänge von maximal  $P$  besitzt, die Impulsantwort des Kanals also maximal  $P + 1$  Taps lang ist. Für DMT Systeme wird ein zyklisches Prefix verwendet, welches die Entzerrung im Empfänger wesentlich vereinfacht.

Beim zyklischen Prefix werden die letzten  $P$  Symbole eines Datenblocks zu Beginn eines Blockes vorgesendet, siehe *Fig. 15*. Wird nur die Übertragung eines einzigen Impulses

betrachtet, so kann für die Übertragungssequenz  $y(n)$

$$y(n) = \begin{cases} a_{M-P+n} & \text{für } n = 0, 1, \dots, P-1 \\ a_{n-P} & \text{für } n = P, P+1, \dots, N+P-1 \end{cases} \quad (32)$$

geschrieben werden. Einsetzen der IDFT für  $a_n$  liefert

$$y(n) = \begin{cases} \frac{1}{M} \sum_{k=0}^{M-1} A_k e^{j \frac{2\pi}{M} k(M-P+n)} = \frac{1}{M} \sum_{k=0}^{M-1} A_k e^{j \frac{2\pi}{M} k(n-P)} & \text{für } n = 0, 1, \dots, P-1 \\ \frac{1}{M} \sum_{k=0}^{M-1} A_k e^{j \frac{2\pi}{M} k(n-P)} & \text{für } n = P, P+1, \dots, N+P-1. \end{cases} \quad (33)$$

Wie zu sehen ist, fällt aufgrund der  $M$ -Periodizität der IDFT die Fallunterscheidung weg, die Übertragungssequenz lautet

$$y(n) = \frac{1}{M} \sum_{k=0}^{M-1} A_k e^{j \frac{2\pi}{M} k(n-P)} \quad \text{für } n = 0, 1, \dots, N + P - 1. \quad (34)$$

Dieses Sequenz kann ebenfalls wieder durch einen Transmultiplexer erzeugt werden, wobei

$$h_k(n) = \frac{1}{\sqrt{M}} e^{j \frac{2\pi}{M} k(n-P)}, \quad n = 0, 1, \dots, N + P - 1, \quad (35)$$

gilt. *Fig. 16,17* zeigt einige Übertragungsfunktionen für ein System mit  $M = 16$  und  $P = 5$ . Es ist deutlich zu sehen, daß es hier zu keiner schönen Überlagerung der Nebenkeulen kommt. Aus diesem Grund kann die Kompensationsmethode hier nicht verwendet werden.

Aus diesem Grund wird bei der Übertragung kein zyklisches Prefix verwendet, sondern ein Guard Interval der Länge  $P$ .

Der im vorigen Abschnitt berechnete Kompensationsimpuls genügt dieser Bedingung. Soll der Kompensationsimpuls jedoch länger als  $M$  Taps sein, müssen nach  $M$  Koeffizienten immer  $P$  Nullen folgen. Diese Konstruktion bewirkt, daß die Sendesequenz nach  $M$  Werten ein Guard Interval der Länge  $P$  beinhaltet.

$$\mathbf{g} = [\mathbf{g}_0^T \mathbf{0}_P \mathbf{g}_1^T \mathbf{0}_P \dots \mathbf{g}_{R-1}^T]^T \quad (36)$$

Die Vektoren  $\mathbf{g}_k$  beinhalten jeweils  $M$  Koeffizienten. Die anschließenden  $P$  Nullen sind im Zeilenvektor  $\mathbf{0}_P$  enthalten. Damit im Empfänger die Demodulation und Trennung der Daten ebenfalls wieder durch eine DFT erfolgen kann, müssen alle Vektoren  $\mathbf{g}_k$  im Unterraum  $\mathcal{L}$  liegen. Für den Kompensationsimpuls kann folgende Optimierungsaufgabe angeschrieben werden:

$$g(n) = \arg \min_{\substack{\mathbf{g}_0(n) \in \mathcal{L} \\ \mathbf{g}_1(n) \in \mathcal{L} \\ \vdots \\ \mathbf{g}_{R-1}(n) \in \mathcal{L}}} W_1 \int_{k \frac{2\pi}{M}}^{(k+1) \frac{2\pi}{M}} |G(e^{j\theta}) - S(e^{j\theta})|^2 d\theta + \sum_{l=2}^Q W_l \int_{\theta_{l1}}^{\theta_{l2}} |G(e^{j\theta})|^2 d\theta \quad (37)$$

Aufgrund der Nebenbedingung  $\mathbf{g}_k \in \mathcal{L}$  kann wieder

$$\mathbf{g}_k = \mathbf{H} \mathbf{c}_k \quad (38)$$

angesetzt werden. Die Matrix  $\mathbf{H}$  ist in (20) definiert. Unter Berücksichtigung von (36) und (38) wird der Frequenzgang des Kompensationsimpulses zu

$$G(e^{j\theta}) = \sum_{n=0}^{(R-2)(M+L)+M} g(n) e^{-j\theta n} = \sum_{k=0}^{R-1} \mathbf{g}_k^T \boldsymbol{\psi}_k(e^{j\theta}) = \sum_{k=0}^{R-1} \mathbf{c}_k^T \mathbf{H}^T \boldsymbol{\psi}_k(e^{j\theta}). \quad (39)$$

*Fig. 18* : Schematische Darstellung von  $g(n)$ , wenn die Länge größer als  $M$  ist.

Die neu eingeführte Größe  $\psi_k(e^{j\theta})$  lautet

$$\psi_k(e^{j\theta}) = [e^{-jk(M+L)\theta} e^{-j(k(M+L)+1)\theta} \dots e^{-j(k(M+L)+M-1)\theta}]^T. \quad (40)$$

Wird in (37) eingesetzt und ausmultipliziert, ergibt sich folgendes Minimierungsproblem:

$$\begin{pmatrix} c_0 \\ c_1 \\ \vdots \\ c_{R-1} \end{pmatrix} = \arg \min_{\substack{c_0 \in \mathcal{L} \\ c_1 \in \mathcal{L} \\ \vdots \\ c_{R-1} \in \mathcal{L}}} \sum_{l=1}^Q W_l \sum_{k=0}^{R-1} \sum_{\kappa=0}^{R-1} c_k^t H^t \Theta_{k,\kappa}(\theta_{l_1}, \theta_{l_2}) H c_\kappa - \quad (41)$$

$$W_1 \left( \sum_{m=0}^{R-1} \left( s^t \Theta_{0,m}(\theta_{l_1}, \theta_{l_2}) H c_m + c_m^t H^t \Theta_{m,0}(\theta_{l_1}, \theta_{l_2}) s \right) - s^t \Theta_{0,0}(\theta_{l_1}, \theta_{l_2}) s \right) \quad (42)$$

Die Matrix  $\Theta_{k,\kappa}(\theta_{l_1}, \theta_{l_2})$  ist

$$\Theta_{k,\kappa}(\theta_{l_1}, \theta_{l_2}) = \int_{\theta_{l_1}}^{\theta_{l_2}} \psi_k^*(e^{j\theta}) \psi_\kappa^T(e^{j\theta}) d\theta. \quad (43)$$

Die Lösung für obiges Minimierungsproblem lautet

$$\begin{pmatrix} c_0 \\ c_1 \\ \vdots \\ c_{R-1} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A_{0,0} & A_{0,1} & \dots & A_{0,R-1} \\ A_{1,0} & A_{1,1} & \dots & A_{1,R-1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ A_{R-1,0} & A_{R-1,1} & \dots & A_{R-1,R-1} \end{pmatrix}^{-1} \begin{pmatrix} B_0 \\ B_1 \\ \vdots \\ B_{R-1} \end{pmatrix} \quad (44)$$

mit

$$A_{m,n} = H^t \sum_{l=1}^Q W_l \Theta_{m,n}(\theta_{l_1}, \theta_{l_2}) H \quad \text{und} \quad B_m = H^t \Theta_{m,0}(\theta_{l_1}, \theta_{l_2}) s. \quad (45)$$

Mit (36) und (38) kann der Kompensationsimpuls berechnet werden.

*Fig.19* zeigt die Sollübertragungsfunktion sowie Kompensationsimpulse unterschiedlicher Länge für ein System mit  $M = 16$  und  $P = 2$ . In diesem Beispiel wurde der Ausblendbereich von  $0.25 \leq \theta/\pi < 0.625$  gewählt. Die Kompensationsimpulse sind für das Band  $0.375 \leq \theta/\pi < 0.5$  entworfen. Außerhalb des Ausblendbereichs sind die Bewertungsfaktoren sehr gering gewählt, wodurch die Überhöhungen entstehen. Der Kompensationsimpuls der Länge 34 besitzt deutlich bessere Eigenschaften als jener der Länge 16.

Der Ausblendbereich sei der Bereich  $k \frac{2\pi}{M} \leq \theta < (k+1) \frac{2\pi}{M}$ , das dafür berechnete Kompensationsfilter  $S(e^{j\theta})$ . Wird im Kanal  $l$  das Informationssymbol  $A_l$  übertragen, so wirkt dieses mit der Übertragungsfunktion  $N_l(e^{j\theta}) = \frac{1}{\sqrt{M}} H_l(e^{j\theta})$  auf den Kanal (der Vorfaktor  $\frac{1}{\sqrt{M}}$  kommt wegen  $\frac{1}{M}$  in der IDFT). Das Spektrum am Ausgang des Kompensationsfilters  $S(e^{j\theta})$  soll innerhalb des Ausblendbereichs möglichst gut mit  $N_l(e^{j\theta})$  übereinstimmen.

$$K_l S(e^{j\theta}) \approx A_l N_l(e^{j\theta}) \quad \text{für} \quad k \frac{2\pi}{M} \leq \theta < (k+1) \frac{2\pi}{M} \quad (46)$$

Der Faktor  $K_l$  ist die Anregung des Filters  $G(e^{j\theta})$ , mit welchem ja  $S(e^{j\theta})$  approximiert wird. Eine totale Übereinstimmung ist innerhalb des gesamten Ausblendbereichs nicht möglich. Aus diesem Grund soll obige Gleichung bei der Frequenz  $(k + \frac{1}{2}) \frac{2\pi}{M}$  exakt mit einem Gleichheitszeichen erfüllt sein.

$$K_l S(e^{j\theta}) \Big|_{\theta=(k+\frac{1}{2})\frac{2\pi}{M}} = A_l N_l(e^{j\theta}) \Big|_{\theta=(k+\frac{1}{2})\frac{2\pi}{M}} \quad (47)$$

Die Übertragungsfunktionen ausgewertet an der Stelle  $\theta = (k + \frac{1}{2}) \frac{2\pi}{M}$  ergeben

$$N_l(e^{j\theta}) \Big|_{\theta=(k+\frac{1}{2})\frac{2\pi}{M}} = \frac{(-1)^{k-l}}{M \sin\left(\frac{\pi}{M}(k-l+\frac{1}{2})\right)} e^{j\pi(k-l+\frac{1}{2})(-1+\frac{1}{M})} \quad \text{bzw.} \quad (48)$$

$$S(e^{j\theta}) \Big|_{\theta=(k+\frac{1}{2})\frac{2\pi}{M}} = \frac{1}{\sqrt{M} \sin\frac{3\pi}{2M}}, \quad (49)$$

die Anregung des Filters  $G(e^{j\theta})$  ist somit

$$K_l = A_l \frac{N_l(e^{j\theta})}{S(e^{j\theta})} \Big|_{\theta=(k+\frac{1}{2})\frac{2\pi}{M}} = A_l \frac{\sin\frac{3\pi}{2M}}{\sqrt{M} \sin\left(\frac{\pi}{M}(k-l+\frac{1}{2})\right)} e^{j\pi(k-l+\frac{1}{2})(-1+\frac{1}{M})} (-1)^{k-l}. \quad (50)$$

Mit dieser Anregung wird das Übersprechen kompensiert, welches das Informationssymbol  $A_l$  des Kanals  $l$  im Ausblendbereich verursacht. Jeder geladene Kanal bewirkt über die Nebenkeulen seiner Übertragungsfunktion eine Störung im Ausblendbereich. In der Menge  $\mathcal{K}$  seien die Indizes aller geladener Subträger zusammengefaßt. Um das Übersprechen aller geladener Subträger im Bereich  $k \frac{2\pi}{M} \leq \theta < (k+1) \frac{2\pi}{M}$  zu kompensieren, muß das Filter  $G(e^{j\theta})$  mit

$$K = \sum_{l \in \mathcal{K}} K_l = \sum_{l \in \mathcal{K}} A_l \frac{\sin\frac{3\pi}{2M}}{\sqrt{M} \sin\left(\frac{\pi}{M}(k-l+\frac{1}{2})\right)} e^{j\pi(k-l+\frac{1}{2})(-1+\frac{1}{M})} (-1)^{k-l} \quad (51)$$

angeregt werden. Es zeigt sich, daß nicht alle geladenen Kanäle berücksichtigt werden müssen. Im allgemeinen ist es ausreichend, nur die Kanäle innerhalb eines gewissen Bereichs um den Ausblendbereich herum zu berücksichtigen.

Im allgemeinen wird sich der Ausblendbereich über mehrere Teilbänder erstrecken. In diesem Fall muß für jedes Teilband  $k \frac{2\pi}{M} \leq \theta < (k+1) \frac{2\pi}{M}$ ,  $k \in \mathcal{U}$ , ein eigenes Kompensationsfilter  $G_k(e^{j\theta})$  mit entsprechender Anregung vorgesehen werden. In der Menge  $\mathcal{U}$  sind die Indizes aller Subkanäle zusammengefaßt, in welchen ein Kompensationsimpuls übertragen werden soll.

Wird der Kompensationsimpuls  $g(n)$  direkt als FIR Filter implementiert, so muß jeder Koeffizient des Filters mit der Ansteuerung multipliziert werden. Bei großen Filterlängen wird der damit verbundene Rechenaufwand inakzeptabel. Eine effizientere Implementierung ist möglich, wenn berücksichtigt wird, daß sich der Kompensationsimpuls als Linearkombination der Basisfunktionen  $h_l$ ,  $l \in \mathcal{L}$ , darstellen läßt (vgl. Gl. (19)).

$$Kg = K[g_0^T 0_P g_1^T 0_P \dots g_{R-1}^T]^T = K[H^T c_0^T 0_P H^T c_1^T 0_P \dots H^T c_{R-1}^T]^T \quad (52)$$

Die Matrix  $H$  ist in Gl. (20) definiert. Die Spalten der Matrix  $H$  sind die Basisfunktionen der Linearkombination.  $K$  ist die im letzten Kapitel berechnete notwendige Ansteuerung des Kompensationsimpulses. Einsetzen von (20) liefert

$$Kg = K \left[ \begin{pmatrix} h_{l_0}^T \\ h_{l_1}^T \\ \vdots \\ h_{l_{L-1}}^T \end{pmatrix} \cdot c_0^T \ 0_P \quad \begin{pmatrix} h_{l_0}^T \\ h_{l_1}^T \\ \vdots \\ h_{l_{L-1}}^T \end{pmatrix} \cdot c_1^T \ 0_P \quad \dots \quad \begin{pmatrix} h_{l_0}^T \\ h_{l_1}^T \\ \vdots \\ h_{l_{L-1}}^T \end{pmatrix} \cdot c_1^T \right]^T \quad (53)$$

Obige Gleichung bedeutet, daß zum Sendezeitpunkt des aktuellen Datenblocks die Basisfunktionen  $h_l$ ,  $l \in \mathcal{L}$ , mit  $Kc_0^T$  angeregt werden müssen. Zum Sendezeitpunkt des nächsten Datenblocks müssen diese Basisfunktionen mit  $Kc_1^T$  angesteuert werden, usw. Das gilt nur dann, wenn nach dem ersten Block nur mehr Nullblöcke gesendet werden. Im normalen Sendebetrieb werden die Anregungsvektoren  $v(n)$  zum Zeitpunkt  $n$  durch eine

Faltung berechnet, siehe dazu auch *Fig. 20*.

$$v(n) = \sum_{l=0}^{R-1} K(n-l)c_l \quad (54)$$

Die Überlappung der einzelnen Anregungssequenzen wird durch die Länge des Kompensationsimpulses hervorgerufen. Ist der Kompensationsimpuls  $g(n)$  genau eine Symbolperiode lang ( $M$  Taps), so wird der Anregungsvektor  $v_n$  zu  $v(n) = K(n)c_0^T$ .

Die Basisfunktion  $h_l$ ,  $l \in \mathcal{L}$ , ist nichts anderes als die Übertragungsfunktionen des IDFT Kanals  $l$ , skaliert mit  $\sqrt{M}$ . Zum Zeitpunkt  $n$  müssen die Kanäle  $l$ ,  $l \in \mathcal{L}$ , der IDFT mit  $\sqrt{M}v(n)$  belegt werden.

Erstreckt sich der Ausblendbereich über mehrere Teilbänder, so ist obige Zerlegung für jedes Kompensationsfilter notwendig. Ist eine Basisfunktion in mehreren Kompensationsfiltern enthalten, so müssen die Anregungen für diese Basisfunktion addiert werden.

PATENTANWALT DIPL.-ING. DR. TECHN.  
**FERDINAND GIBLER**  
Vertreter vor dem Europäischen Patentamt  
A-1010 WIEN Dorotheergasse 7  
Telefon: (-43-1-) 512 10 98

23405/we

## PATENTANSPRÜCHE

1. Verfahren zur Unterdrückung von schmalen Frequenzbändern bei der Übertragung von Daten durch ein Mehrträgerverfahren, z.B. DMT (Discrete Multitone), bei dem ein vorbestimmtes breites Frequenzband in eine Vielzahl von Subkanälen mit diesen zugeordneten Subträgern unterteilt ist und die zu übertragenden Daten im Sender durch Inverse-Diskrete-Fourier-Transformation (IDFT) moduliert und im Empfänger durch Diskrete-Fourier-Transformation (DFT) demoduliert werden, wodurch jeder Subkanal im Spektrum eine Hauptkeule und mehrere, zwischen nahen Subträgern auftretende Nebenkeulen aufweist, wobei zur Unterdrückung eines schmalen Ausblend-Frequenzbandes alle in diesem schmalen Ausblendband enthaltenen Subträger und weitere, an das schmale Ausblendband angrenzende Subträger mit Null geladen werden, **dadurch gekennzeichnet**, daß für jeden sich zwischen den im Ausblendbereich beinhalteten Subträgern bzw. an diesen angrenzenden Subträgern mit Nullladung erstreckenden Frequenzbereich zusätzlich jeweils ein Impuls zur Kompensation der im Ausblendbereich auftretenden Nebenkeulen übertragen wird, welcher Impuls jeweils ein den in den Zwischenbereichen auftretenden Nebenkeulen ähnliches Frequenzspektrum aufweist und der entsprechend den Datenwerten der in den jeweiligen Zwischenbereichen auftretenden Nebenkeulen ausgesteuert wird, wobei der oder die Kompensationsimpulse orthogonal zu den informationsübertragenden Subträgern übertragen werden.

2. Verfahren nach Anspruch 1, **dadurch gekennzeichnet**, daß aus den Datenwerten einer vorbestimmbaren Anzahl von Subkanälen die Amplitude und Phase der Nebenkeulenspektren für den Ausblendbereich berechnet und der zu jedem Frequenzzwischenbereich gehörige Kompensationsimpuls durch Addition der einzelnen, dafür berechneten komplexen Nebenkeulenspektren ermittelt wird, und daß vor der Übertragung der oder die so ermittelten Kompensationsimpulse dem Sendesignal so überlagert werden, daß der Ausblendbereich von störenden Nebenkeulen befreit wird.

3. Verfahren nach einem der Ansprüche 1 oder 2, **dadurch gekennzeichnet**, daß außer den im Ausblendbereich beinhalteten Subträgern nur die an der Grenze des Ausblendbereichs

und gegebenenfalls ein oder wenige unmittelbar außerhalb der Grenze des Ausblendbereiches gelegener bzw. gelegene Subträger mit Null geladen werden.

4. Verfahren zur Unterdrückung von schmalen Frequenzbändern bei der Übertragung von Daten durch ein Mehrträgerverfahren, z.B. DMT (Discrete Multitone), bei dem ein vorbestimmtes breites Frequenzband in eine Vielzahl von Subkanälen mit diesen zugeordneten Subträgern unterteilt ist und die zu übertragenden Daten im Sender durch Inverse-Diskrete-Fourier-Transformation (IDFT) moduliert und im Empfänger durch Diskrete-Fourier-Transformation (DFT) demoduliert werden, wodurch jeder Subkanal im Spektrum eine Hauptkeule und mehrere, im Bereich naher Subträger auftretende Nebenkeulen aufweist, **dadurch gekennzeichnet**, daß für jeden sich zwischen den im Ausblendbereich beinhalteten Subträgern bzw. an diesen angrenzenden Subträgern erstreckenden Frequenzbereich die in diesen Frequenzzwischenbereichen auftretenden Nebenkeulen und daraus die erforderliche Beladung der im Ausblendbereich beinhalteten Subträger bzw. an diesen angrenzenden Subträger berechnet werden, um eine Kompensation der im Ausblendbereich auftretenden Nebenkeulen zu erreichen, und daß die im Ausblendbereich beinhalteten Subträger bzw. die an diesen angrenzenden Subträger mit der berechneten Beladung übertragen werden, wobei die verbleibenden, restlichen Subträger unverändert bleiben.

5. Übertragungssystem zur Übertragung von Daten mittels eines Mehrträgerverfahrens, z.B. DMT (Discrete Multitone), und zur Unterdrückung mindestens eines schmalen Ausblend-Frequenzbereiches, mit einer Inverse-Diskrete-Fourier-Transformationseinheit (IDFT) umfassenden Sendeeinheit, mit der eine Vielzahl den Sendefrequenzbereich unterteilende Subkanäle mit zugeordneten Subträgern modulierbar ist und einer Diskrete-Fourier-Transformationseinheit (DFT) umfassenden Empfangseinheit, wobei in der IDFT-Einheit alle im Ausblendbereich beinhalteten bzw. die an den Ausblendbereich anschließenden Subträger mit Null ladbar sind, insbesondere zur Durchführung eines Verfahrens nach einem der Ansprüche 1, 2 oder 3, **dadurch gekennzeichnet**, daß für jeden sich zwischen den im Ausblendbereich beinhalteten Subträgern bzw. an diesen anschließenden Subträgern erstreckenden Frequenzbereich eine Recheneinheit (4) zur Berechnung von durch außerhalb des Ausblendbereiches liegenden Subkanäle hervorgerufenen Nebenkeulen vorgesehen ist, wobei am Eingang der Recheneinheit (4) die zu übertragenden Daten anlegbar und am Ausgang der Recheneinheit (4) die berechnete Amplitude und Phase der summierten Nebenkeulen abgreifbar sind, daß an den Ausgang jeder Recheneinheit (4) ein Kompensationsfilter angeschlossen ist, dessen Übertragungsfunktion gleich oder ähnlich dem Spektrum der Nebenkeulen des entsprechenden Frequenzzwischenbereiches ist, und daß der Ausgang des Kompensationsfilters (6) mit einem ersten Eingang eines Subtraktionsglieds (3) und der Ausgang der IDFT-Einheit (1) mit einem zweiten Eingang des Subtraktionsglieds (3) verbunden ist, sodaß am Ausgang des Subtraktionsglieds (3) ein störungskompensiertes Sendesignal abgreifbar ist.

6. Übertragungssystem zur Übertragung von Daten mittels eines Mehrträgerverfahrens, z.B. DMT (Discrete Multitone), und zur Unterdrückung mindestens eines schmalen Ausblend-Frequenzbereiches, mit einer eine Inverse-Diskrete-Fourier-Transformationseinheit (IDFT) umfassenden Sendeeinheit, mit der eine Vielzahl den Sendefrequenzbereich unterteilende Subkanäle mit zugeordneten Subträgern modulierbar ist und einer eine Diskrete-Fourier-Transformationseinheit (DFT) umfassenden Empfangseinheit, insbesondere zur Durchführung eines Verfahrens nach Anspruch 4, **dadurch gekennzeichnet**, daß vor die IDFT-Einheit (1) für jeden im Ausblendbereich beinhalteten bzw. an diesen anschließenden Subträger eine Recheneinheit (4') zur Berechnung von durch außerhalb des Ausblendbereiches liegende Subkanäle hervorgerufenen Nebenkeulen geschaltet ist, wobei am Eingang der Recheneinheit (4') die zu übertragenden Daten anlegbar sind und am Ausgang der Recheneinheit (4') die im Ausblendbereich beinhalteten Subträger bzw. an diesen anschließenden Subträger mit einer die Nebenkeulen kompensierenden Beladung abgreifbar sind, welche zusammen mit den unveränderten Beladungen der restlichen, außerhalb des Ausblendbereiches liegenden Subträger von der IDFT-Einheit (1) einlesbar sind.

Der Patentanwalt:

PATENTANWALT DIPL.-ING. DR. TECHN.  
**FERDINAND GIBLER**  
Vertreter vor dem Europäischen Patentamt  
A-1010 WIEN Dorotheergasse  
Telefon: (+43-) 512 17 96



## ZUSAMMENFASSUNG

Verfahren zur Unterdrückung von schmalen Frequenzbändern bei der Übertragung von Daten durch ein Mehrträgerverfahren, z.B. DMT (Discrete Multitone), bei dem ein vorbestimmtes breites Frequenzband in eine Vielzahl von Subkanälen mit diesen zugeordneten Subträgern unterteilt ist und die zu übertragenden Daten im Sender durch Inverse-Diskrete-Fourier-Transformation (IDFT) moduliert und im Empfänger durch Diskrete-Fourier-Transformation (DFT) demoduliert werden, wobei für jeden sich zwischen den im Ausblendbereich beinhalteten Subträgern bzw. an diesen angrenzenden Subträgern mit Nullladung erstreckenden Frequenzbereich zusätzlich jeweils ein Impuls zur Kompensation der im Ausblendbereich auftretenden Nebenkeulen übertragen wird, welcher Impuls jeweils ein den in den Zwischenbereichen auftretenden Nebenkeulen ähnliches Frequenzspektrum aufweist und der entsprechend den Datenwerten der in den jeweiligen Zwischenbereichen auftretenden Nebenkeulen ausgesteuert wird, wobei der oder die Kompensationsimpulse orthogonal zu den informationsübertragenden Subträgern übertragen werden.

(Fig.11)

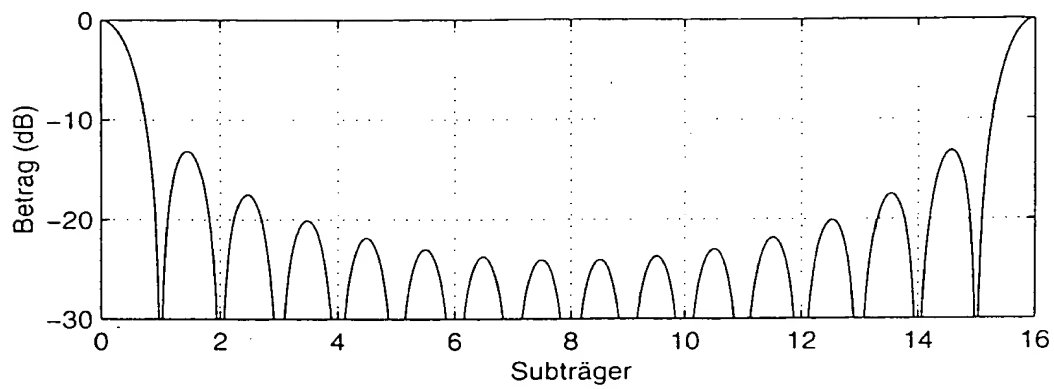


FIG. 1

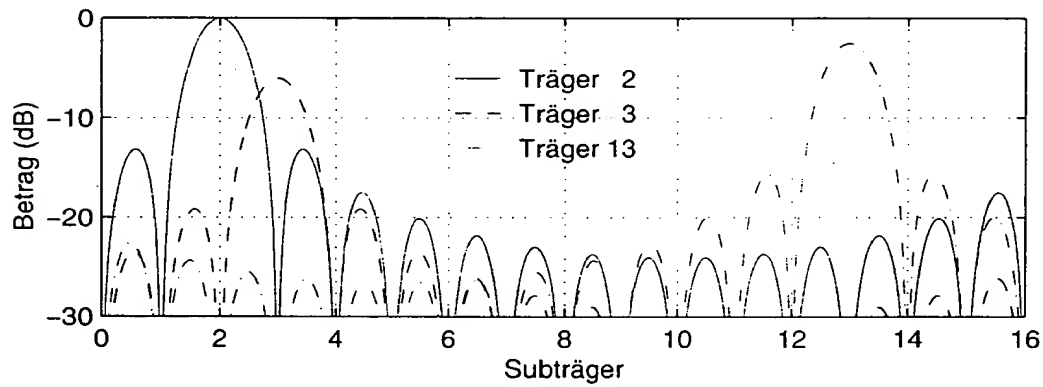


FIG. 2

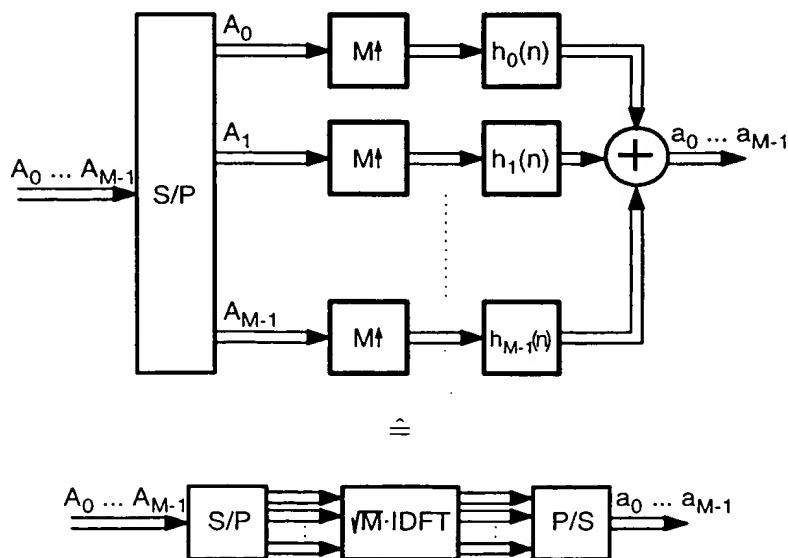


FIG. 3

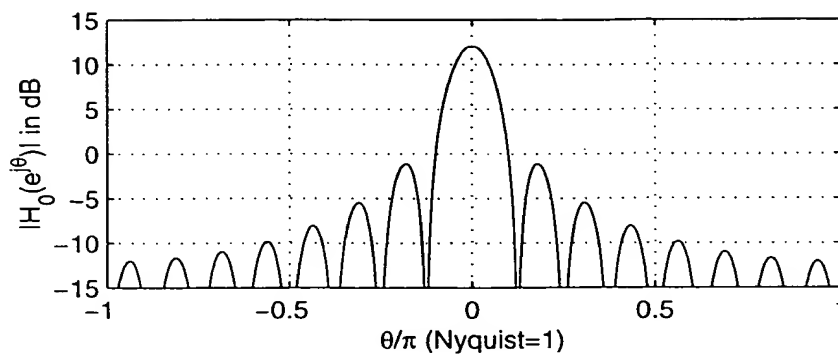


FIG. 4

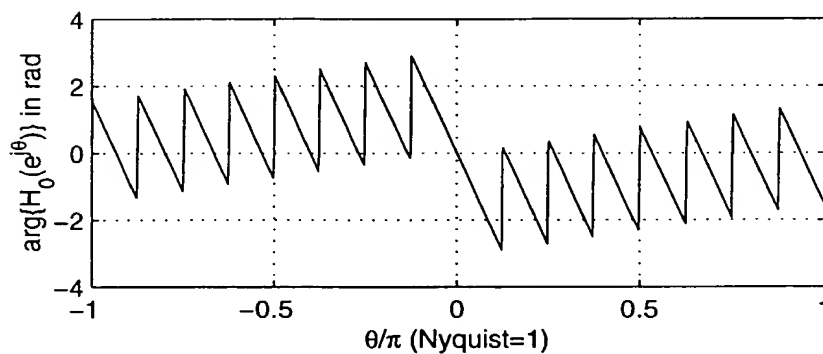


FIG. 5

Prototypfilter  $H_0(e^{j\theta})$  für  $M = 16$ .

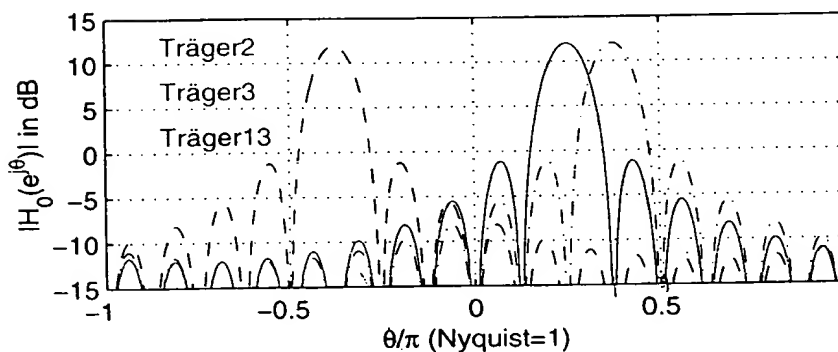


FIG. 6

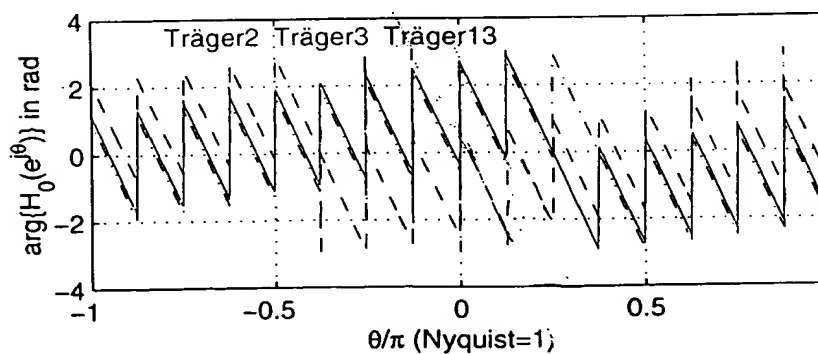


FIG. 7

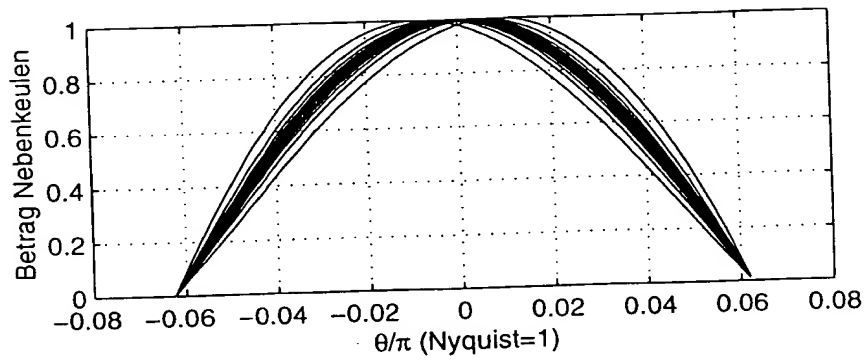


FIG. 8

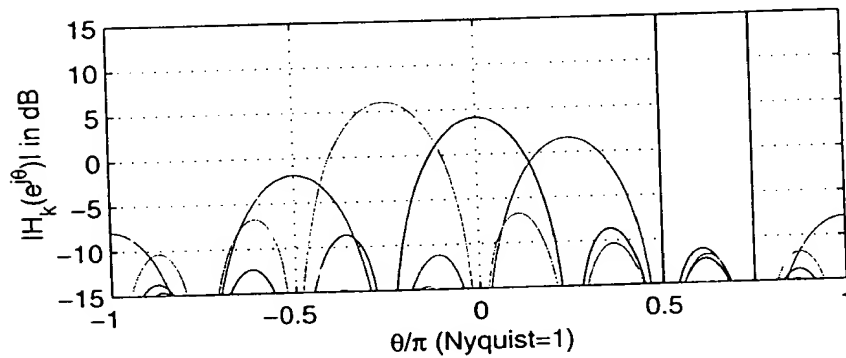


FIG. 9

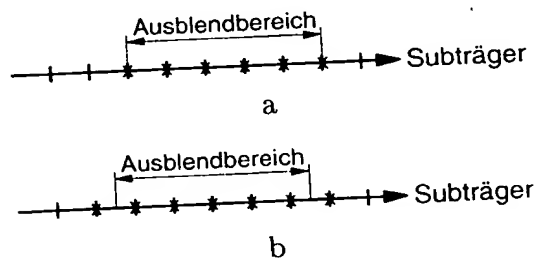


FIG. 10

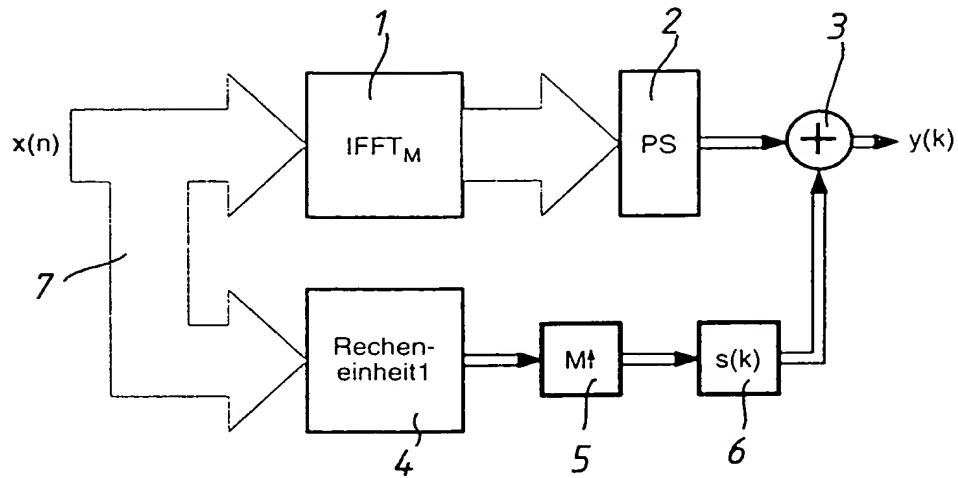


FIG. 11

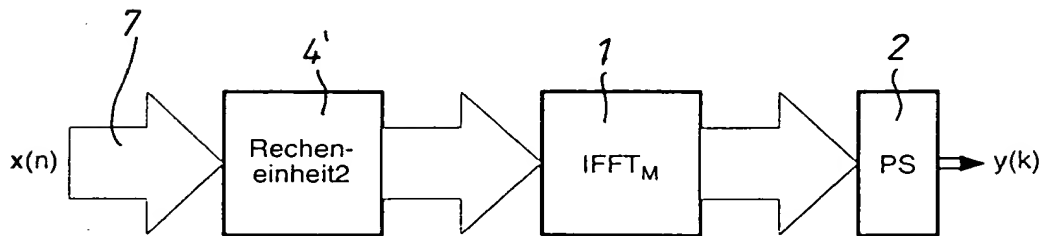


FIG. 12

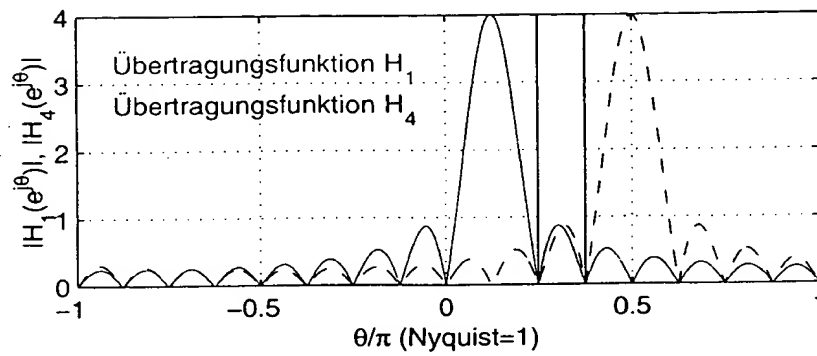


FIG.13

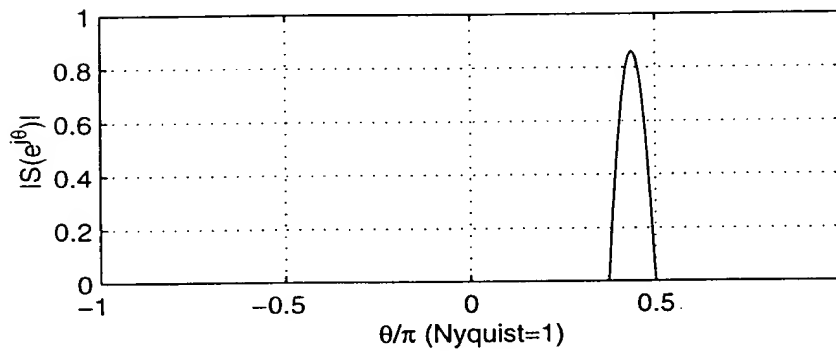


FIG.14

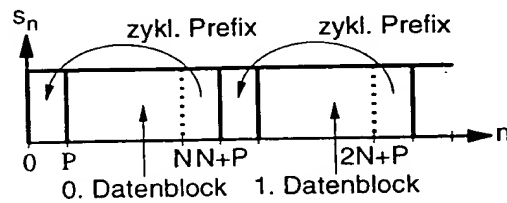


FIG.15

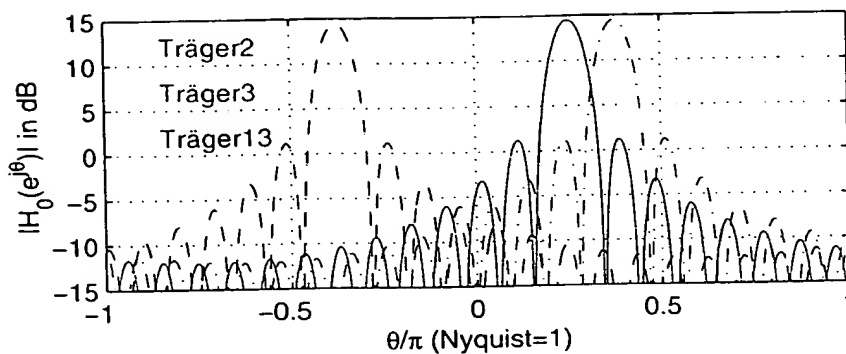


FIG. 16

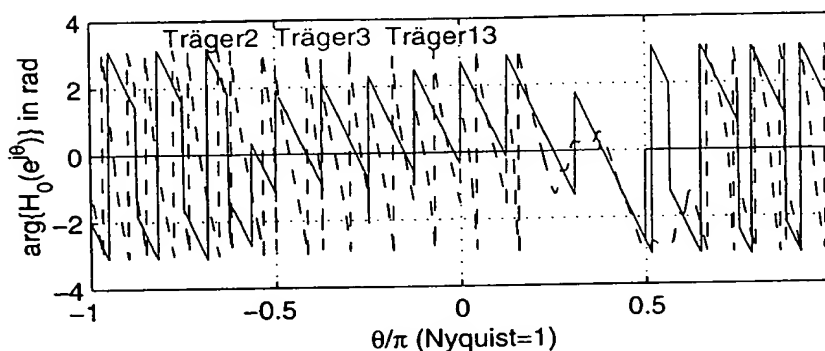


FIG. 17

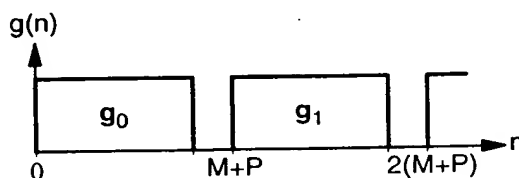


FIG. 18

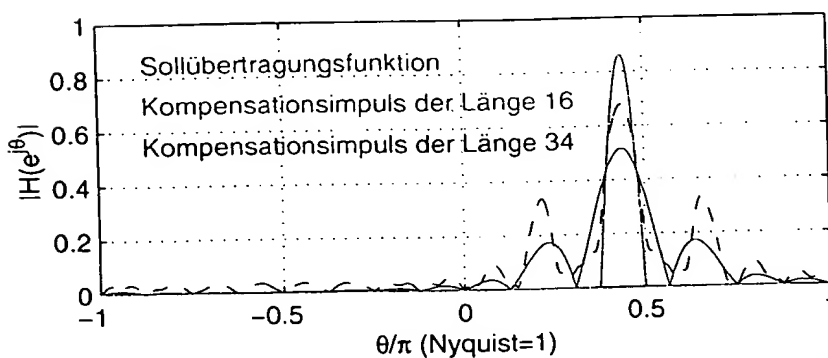


FIG. 19

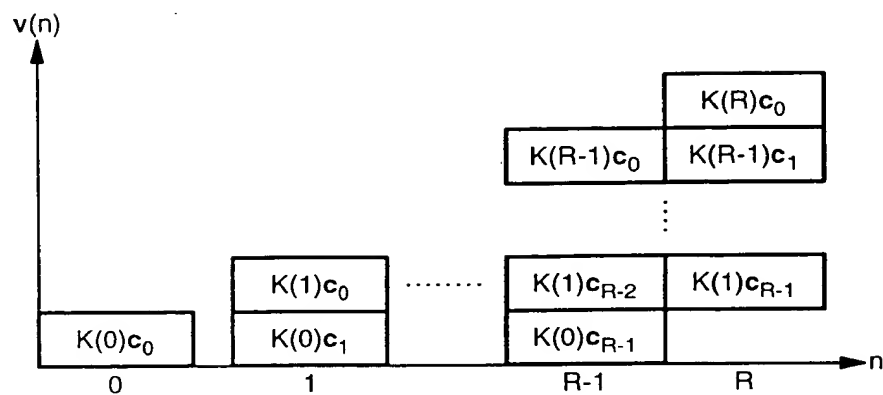


FIG. 20

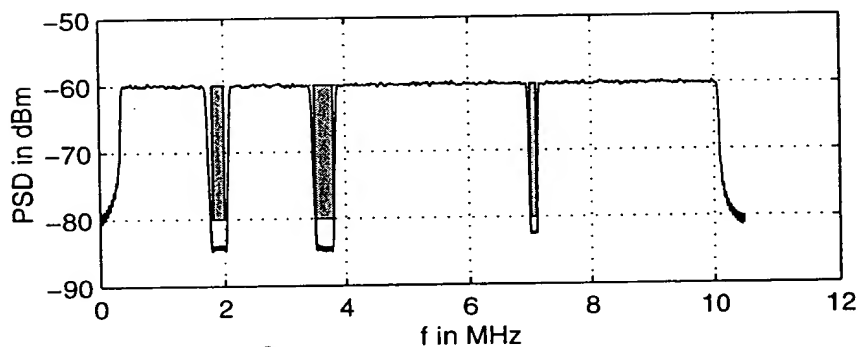


FIG. 21

a

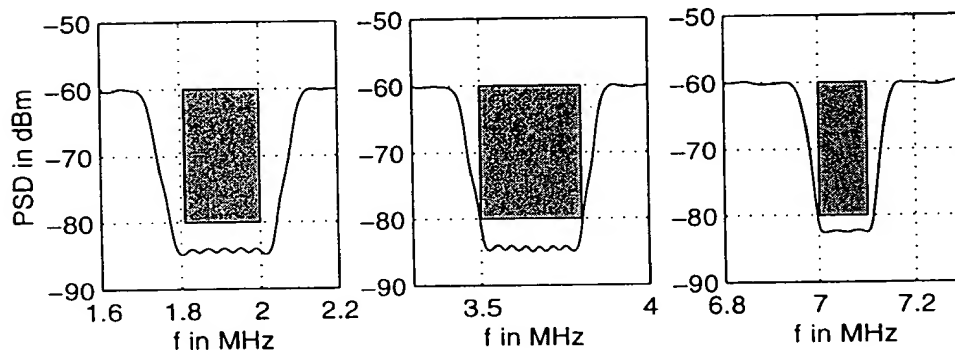
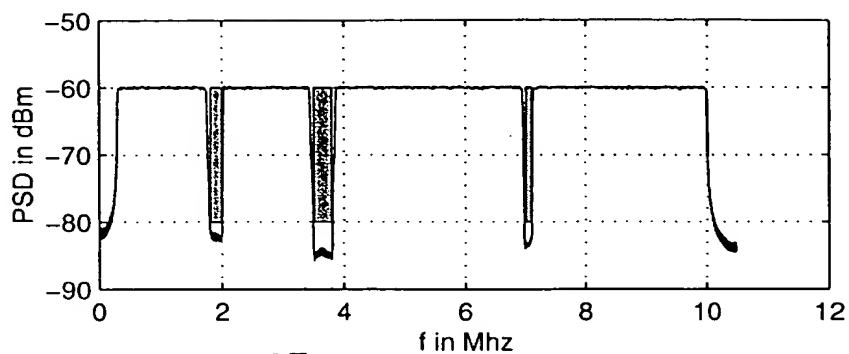


FIG. 22

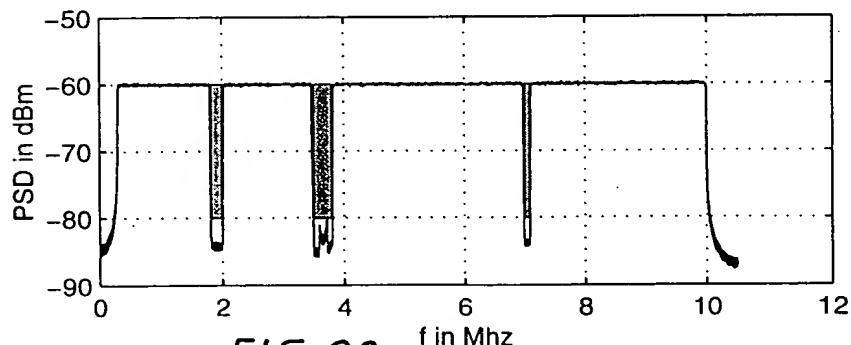
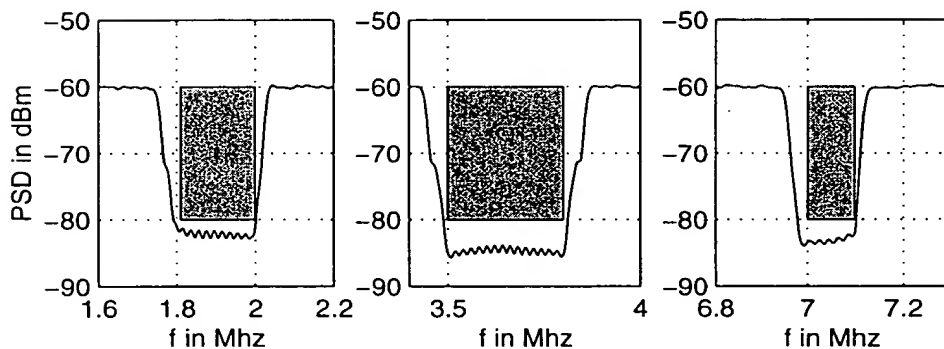
FIG. 23

FIG. 24

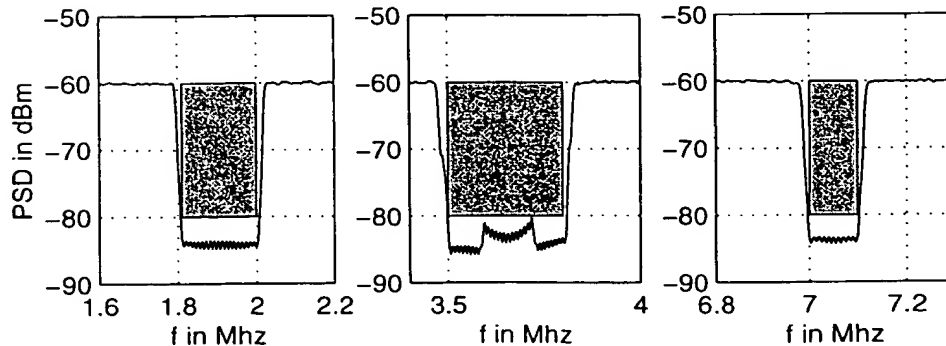




a



a



**THIS PAGE BLANK (USPTO)**

### **VERIFICATION**

I, Karin Klepsch, Hochwaldsteig 7, D-14089 Berlin, hereby declare that I am conversant in the French and English languages and that I am the translator of the document attached and certify that to the best of my knowledge and belief the following is a true and correct English translation of the A 2127/98.

This 27th of March 2001

A handwritten signature in black ink, appearing to read 'K. Klepsch', with a stylized flourish at the end.

---

Karin Klepsch

**THIS PAGE BLANK (USPTO)**

**AUSTRIAN PATENT OFFICE**

A-1014 Wien, Kohlmarkt 8 - 10

File Number: **A 2127/98**

The Austrian Patent Office certifies that

**The firm Ericsson Austria Aktiengesellschaft**  
**in A-1121 Wien, Pottendorfer Straße 25 - 27,**  
filed on **December 21, 1998** a patent application relating to  
**„Method of suppressing narrow frequency bands“,**  
and that the attached description and drawing corresponds to the original description and drawing filed together with this patent application.

It was requested to cite Dipl.-Ing. Robert Baldemair, Vienna, as the inventor.

Austrian Patent Office  
Vienna, March 7, 2001

The president

**THIS PAGE BLANK (USPTO)**

A2127/98-1

Original text

23405/we

(51) Int. Cl.:

**Austrian Patent No.**

---

- (73)          Patentee:                                  Ericsson Austria  
   Aktiengesellschaft  
   Wien (AT)
- (54)          Subject matter:                              Method of suppressing narrow  
   frequency bands
- (61)          Addition to Patent No.:
- (62)          Continuation-in-part of:
- (22) (21)      filed on:    1998 12 21
- (33) (32) (31) union priority:
- (42)          Start of the duration of the patent:
- Longest possible duration:
- (45)          delivered on:
- (72)          Inventor:
- (60)          Dependency:
- 

- (56)          References that were taken into consideration for assessing patentability.

**THIS PAGE BLANK (USPTO)**



The invention relates to a method of suppressing narrow frequency bands in fade-out ranges during transmission of data by means of a multiple carrier method, e.g. DMT (Discrete Multitone) in which a predetermined broad frequency band is divided into a plurality of subchannels having subcarriers assigned thereto and in which the data to be transmitted are modulated in the transmitter with Inverse Discrete Fourier Transform (IDFT) and are demodulated in the receiver with Discrete Fourier Transform (DFT), each subchannel being thus provided in the spectrum with a major lobe and several side lobes occurring in the range of nearby subcarriers, all the subcarriers contained in this narrow fade-out band and further subcarriers adjacent the narrow fade-out band being given a zero charge for suppressing a narrow fade-out frequency band.

In a plurality of data transmission systems of the art, transmission occurs by frequency-division multiple access. The methods used thereby have become known to be the multiple carrier method, Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) and Discrete Multitone (DMT). A predetermined, broad frequency band is thereby subdivided into a host of very narrow frequency bands or subchannels, over which data may be transmitted with various methods of modulation and bit rates. To distribute the data in the transmitter the Inverse Fast Fourier Transform (IFFT) can be used and, correspondingly, to reconstruct it in the receiver, the Fast Fourier Transform (FFT). The problem therewith is the strong overlap of the subchannels in the frequency range since the side lobes of several neighboring subchannels blanket each subchannel which consists of major and side lobes. The IFF Transform effects a filtration of the subchannels with frequency-shifted versions of one unique prototype filter. The low attenuation of the neighboring subchannels causes the side lobes to overlap as mentioned above.

A conventional transmission by frequency-division multiple access as it may be realized by means of the DMT method can sweep over a very broad frequency band, ranging, e.g. from 300 kHz to 30 MHz, which is filled with evenly spaced carrier frequencies.

According to the frequency range standards that vary from one nation to the other, there are in

**THIS PAGE BLANK (USPTO)**

**THIS PAGE BLANK (USPTO)**

practically every broad transmission spectrum prohibited ranges that are reserved for specific applications. These ranges may be occupied by amateur radio, emergency call or other well-known transmitters. It is therefore absolutely necessary to keep certain frequency ranges free in order not to interfere with the transmitting operation of these assigned ranges.

As already mentioned herein above, each subchannel is provided, in addition to a central major lobe, with side lobes that symmetrically drop about the carrier frequency.

In order to achieve sufficient suppression of a certain frequency range, it is not sufficient to use the subchannels within this range without modulation, which is also called zero charge of the subchannels, since the crosstalk arising in the neighboring channels on account of the low attenuation of the side lobes is so strong that the noise being emitted by said channels is still too strong to keep the desired fade-out range free. On account of the side lobes, the power density in this fade-out range then still has a value not to be neglected.

Accordingly, with the systems of the art, many of the channels neighboring the range to be kept free had to be left unmodulated in order to thus achieve a sufficient drop of the side lobes in the fade-out range. The disadvantage thereof is the high number of channels that have to be left unused, the overall frequency range of the method of transmission employed being relatively poorly exploited as a result thereof.

It is therefore the object of the present invention to indicate a method and a transmission system respectively by means of which the number of usable subchannels may be increased.

According to the invention, the solution of this object is achieved with a method as mentioned herein above in that a pulse for compensating the side lobes occurring in the fade-out range is additionally transmitted for each frequency range extending between the subcarriers contained within the fade-out range and the thereto adjacent subcarriers having a zero charge respectively, said pulse being provided with a frequency spectrum which resembles the side lobes occurring in the intermediate ranges and which is modulated according to the data values of the side lobes occurring in the corresponding intermediate ranges, the compensating pulse(s) being transmitted

**THIS PAGE BLANK (USPTO)**

orthogonal to the information transmitting subcarriers.

It may be shown that the amounts of the side lobes of each subchannel substantially only differ in the amplitude and in a constant phase offset. The interference caused in the fade-out range by any subchannel therefor has a spectrum which is similar to that of all the other interferences so that the resulting overall interference also resembles that of a side lobe.

In further developing the invention there may be provided that the amplitude and the phase of the side lobe spectra for the fade-out range be calculated from the data values of a number of subchannels that may be predetermined and the compensation pulse assigned to each intermediate frequency range is determined by adding the individual complex side lobe spectra that have been calculated for this purpose and that, prior to transmission, the thus determined compensation pulse(s) be superimposed to the transmitter signal in such a manner that the fade-out range is freed from interfering side lobes.

By subtracting a compensation pulse having the same amplitude frequency response and the same phase frequency response as the interference in the fade-out range, the interference spectrum in the fade-out range may be sufficiently reduced as to achieve the desired attenuation factor.

In a further development of the invention there may be provided that, except for the subcarriers contained in the fade-out range, only those subcarriers are zero charged that are located at the border of the fade-out range and, if need be, one or a few located directly outside the border of the fade-out range.

Accordingly, only one or a few of the subcarriers neighboring the border of the fade-out range are zero charged in addition to those subcarriers that are located within the fade-out range, so that only a very reduced number of subcarriers is left unmodulated, the number of subcarriers that cannot be used for transmission being thus minimized as a result thereof.

The invention also relates to a method of suppressing narrow frequency bands in fade-out ranges during transmission of data by means of a multiple carrier method, e.g. DMT (Discrete

**THIS PAGE BLANK (USPTO)**

Multitone) in which a predetermined broad frequency band is divided into a plurality of subchannels having subcarriers assigned thereto and in which the data to be transmitted are modulated in the transmitter with Inverse Discrete Fourier Transform (IDFT) and demodulated in the receiver with Discrete Fourier Transform (DFT), each subchannel being thus provided in the spectrum with a major lobe and several side lobes occurring in the region of nearby subcarriers.

It is the object of the invention to provide a method as mentioned above by means of which the number of subcarriers that can be used for transmitting information may be increased over conventional values, the technical expenditure required being thereby reduced.

According to the invention this object is achieved in that the side lobes occurring in these frequency intermediate ranges be calculated, and from them the required charge of the subcarriers contained in the fade-out range and of the subcarriers adjacent thereto, for each frequency range extending between the subcarriers contained in at least one fade-out range and the subcarriers adjacent thereto respectively in order to achieve a compensation of the side lobes occurring in the fade-out range and that the subcarriers contained in the fade-out range and the subcarriers adjacent thereto be transmitted with the computed charge, the remaining subcarriers being left unaltered.

In this way, compensation pulses must not first be devised and superimposed on the transmitter signal, the subcarrier charge of the normally zero charged subcarriers within the fade-out range and adjacent thereto may rather be adjusted in such a manner that compensation of the interfering side lobes is thereby made possible.

The invention also relates to a transmission system for transmitting data by means of a multiple carrier method, e.g. DMT (Discrete Multitone) and for suppressing at least one narrow fade-out frequency range, with a transmission unit comprising an Inverse Discrete Fourier Transform unit (IDFT) by means of which a plurality of subchannels that subdivide the transmitting frequency range may be modulated with allocated subcarriers and with a receiving unit comprising a Discrete Fourier Transform unit (DFT), all the subcarriers contained in the fade-out range or

**THIS PAGE BLANK (USPTO)**



adjacent to the fade-out range respectively may have a zero charge in the IDFT unit, more specifically for carrying out the method according to the invention.

It is the object of the present invention to indicate a transmission system of the type mentioned above that permits to increase the number of subcarriers available for modulation.

According to the invention this is achieved in that, for each frequency range extending between the subcarriers contained in the fade-out range and the subcarriers adjacent thereto respectively, a processing unit is provided for computing the side lobes occasioned by subchannels located outside the fade-out range, wherein the data to be transmitted can be entered at the input of the processing unit and the calculated amplitude and phase of the added side lobes may be sampled at the output of the processing unit, that a compensation filter is connected to the output of each processing unit, its transmitting function being identical with or similar to the spectrum of the side lobes of the corresponding frequency intermediate range and that the output of the compensation filter is connected to a first input of a subtraction member and the output of the IDFT unit to a second input of the subtraction member so that an interference-compensated transmitter signal may be sampled at the output of the subtraction member.

By providing a processing unit, the interference occasioned in the fade-out range may be calculated and compensated prior to sending each data block so that this range may be kept free from interferences.

The invention also relates to a transmission system for transmitting data by means of a multiple carrier method, e.g. DMT (Discrete Multitone) and for suppressing at least one narrow fade-out frequency range, with a transmission unit comprising an Inverse Discrete Fourier Transform unit (IDFT) by means of which a plurality of subchannels that subdivide the transmitting frequency range may be modulated with allocated subcarriers and with a receiving unit comprising a Discrete Fourier Transform unit (DFT), more specifically for carrying out the method of the invention.

It is the object of the invention to indicate a transmission system of the type mentioned above by

**THIS PAGE BLANK (USPTO)**

means of which the number of subchannels available for modulation may be increased and the technical expenditure may be kept as low as possible.

According to the invention this object is achieved in that for each subcarrier contained in the fade-out range or adjacent thereto a processing unit is connected in front of the IDFT unit, said processing unit serving to compute side lobes occasioned by subchannels that are located outside the fade-out range, wherein the data to be transmitted may be entered at the input of the processing unit and the subcarriers contained in the fade-out range and the subcarriers adjacent thereto which have a charge compensating for the side lobes may be sampled at the output of the processing unit (4'), wherein said subcarriers may be stored by the IDFT-unit together with the unaltered charges of the other subcarriers located outside the fade-out range.

Superimposition of the compensation pulses on the transmitter signal is no longer necessary and the subcarriers in the fade-out range are already charged in such a manner that sufficient compensation of the side lobes may be achieved.

The invention will be explained more fully hereinafter with reference to the exemplary embodiments illustrated in the drawing.

- Fig. 1            shows the amplitude frequency response of a prototype filter;
- Fig. 2            shows the amplitude frequency response called forth by the interference of three subchannels;
- Fig. 3            shows an equivalent circuit of an Inverse Discrete Fourier Transform;
- Fig. 4            shows the amplitude frequency response of a prototype filter;
- Fig. 5            shows the phase frequency response of a prototype filter;
- Fig. 6            shows the amplitude of the transmission functions of three subcarriers;
- Fig. 7            shows the phase response of the transmission functions of three subcarriers;
- Fig. 8            shows the overlapping and standardized side lobes of a prototype filter for  $M=16$ ;
- Fig. 9            shows the amount frequency response with a fade-out range;
- Figs. 10a and 1b each show a schematic representation of a fade-out range;
- Fig. 11           shows a block diagram of the transmitter of an embodiment of the transmission

**THIS PAGE BLANK (USPTO)**

- system according to the invention;
- Fig. 12 shows a block diagram of the transmitter of another embodiment of the transmission system according to the invention;
- Fig. 13 shows the amplitude frequency response of transmission functions with a fade-out range;
- Fig. 14 shows the amplitude of the nominal transmission functions for a compensation pulse;
- Fig. 15 shows the transmitter signal when using a cyclical prefix;
- Fig. 16 and Fig. 17 show amplitude frequency and phase frequency response of the transmission functions of subcarriers;
- Fig. 18 shows a schematic representation of the vectors  $g(n)$ ;
- Fig. 19 shows the nominal transmission function and two compensation pulses of various length;
- Fig. 20 shows a schematic representation of  $v(n)$ ;
- Fig. 21 shows a power density spectrum for transmission with  $M=512$  subchannels;
- Fig. 22 to 24 show enlarged portions of the fade-out ranges of Fig. 21;
- Fig. 25 shows power density spectrum for transmission with  $M=1024$  subchannels;
- Fig. 26 to 28 show enlarged portions of the fade-out ranges of Fig. 25;
- Fig. 29 shows power density spectrum for transmission with  $M=2048$  subchannels;
- Fig. 30 to 32 show enlarged portions of the fade-out ranges of Fig. 21;

In transmission systems based on frequency-division multiplexing that have become known under the designations multiple carrier method, Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) and Discrete Multitone (DMT), a broad frequency band is subdivided into a plurality of very narrow frequency bands or subchannels which are allocated evenly spaced subcarriers.

The xDSL methods of transmission, e.g. ADSL, HDSL or the like, brought about a plurality of applications for the DMT method.

The modulation of the transmittal data on the side of the transmitter is accomplished with an Inverse Discrete Fourier Transform (IDFT) while the transmitted data are demodulated on the

**THIS PAGE BLANK (USPTO)**

receiver side with the assistance of the Discrete Fourier Transform (DFT).

For the sake of simplifying the considerations set forth herein after, the transmission over an entirely dispersion-free channel will be considered first so that the transmitted transmitter signals are not being distorted.

The data stream to be transmitted  $A_k = 0, 1, 2, \dots$  is combined into blocks of a length  $M$ ,  $M$  designating the number of subchannels.

$$\begin{aligned} 0^{\text{th}} \text{ block} \quad A_0 &= [A_0 \quad A_1 \quad \dots \quad A_{M-1}]^T \\ 1^{\text{st}} \text{ block} \quad A_M &= [A_M \quad A_{M+1} \quad \dots \quad A_{2M-1}]^T \\ n. \text{ block} \quad A_{mM} &= [A_{mM} \quad A_{mM+1} \quad \dots \quad A_{mM+M-1}]^T \end{aligned}$$

The block length of the Inverse Discrete Fourier Transform equals the number  $M$  of subchannels.

$$\begin{aligned} a_0 &= [a_0 \quad a_1 \quad \dots \quad a_{M-1}]^T = \sqrt{M} \cdot \text{IDFT}_M\{A_0\} \\ a_M &= [a_M \quad a_{M+1} \quad \dots \quad a_{2M-1}]^T = \sqrt{M} \cdot \text{IDFT}_M\{A_M\} \\ a_{mM} &= [a_{mM} \quad a_{mM+1} \quad \dots \quad a_{mM+M-1}]^T = \sqrt{M} \cdot \text{IDFT}_M\{A_{mM}\} \end{aligned}$$

The  $^T$  raised to an exponent signifies transposed.

The blocks  $a_{kM}$ ,  $k=0, 1, 2, \dots$  are serially laid at the output and transmitted.

In Fig. 1, crosstalk of a subchannel 0 on the other subchannels is illustrated for a transmission system with  $M=16$  subchannels. Accordingly, a subchannel is composed of one major lobe and of several side lobes. Superimposition of three of the overall sixteen subcarriers is shown in Fig.

**THIS PAGE BLANK (USPTO)**



2.

The Inverse Discrete Fourier Transform (IDFT) may be represented by a transmultiplexer which is illustrated in Fig. 3, the serial data being led parallel to a set of filters  $h_k(n)$ ,  $k=0, 1, 2, \dots, M-1$ . The filter  $h_0(n)$  is hereby a prototype filter whose time domain runs over the length  $M$ , all the other filters  $h_k(n)$  represent frequency-shifted versions of this prototype filter  $h_0(n)$ .

$$h_0(n) = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{M}} & \text{für } n = 0, 1, \dots, M-1 \\ 0 & \text{sonst} \end{cases} \iff H_0(e^{j\theta}) = \frac{1}{\sqrt{M}} \frac{\sin \frac{M\theta}{2}}{\sin \frac{\theta}{2}} e^{-j\theta \frac{M-1}{2}}$$

The other filters  $h_k(n)$ ,  $k=1, 2, \dots, M-1$  are obtained by shifting the prototype filter  $H_0(e^{j\theta})$  by  $(2\pi/M) \cdot k$ .

$$h_k(n) = h_0(n) e^{j \frac{2\pi}{M} kn} \iff H_k(e^{j\theta}) = H_0(e^{j(\theta - \frac{2\pi}{M} k)}) \quad (1)$$

In the Figs. 4 and 5, the corresponding Bode's diagram of the prototype filter for an IDFT Transform is represented with a block length of  $M=16$ . The side lobes differ quite clearly with regard to their amplitudes which drop symmetrically relative to the major lobe at  $\theta/\pi=0$ . By contrast, there is no essential difference to be observed in the frequency responses, the prototype filter being provided with a linear phase in all the side lobes. As a result thereof, the interference spectrum occasioned by any effective channel in a fade-out range resembles the interference spectra occasioned by other effective channels except for a complex scaling factor.

According to Fig. 3, the datum  $k$  of a  $M$ -long data block triggers the filter  $h_k(n)$  or  $H_k(e^{j\theta})$ , respectively. The greatest part of the signal power is transmitted in the band  $(k-1)2\pi/M \leq \theta < (k+1)2\pi/M$ .

**THIS PAGE BLANK (USPTO)**

On account of the side lobes of the transmission function  $H_k(e^{j\theta})$ , a not to be neglected part is also transmitted in the adjacent channels, though. If the power density in a certain frequency range is intended to remain below a certain value, it is not sufficient not to trigger the filter(s) corresponding to this range since the side lobes in the transmission functions of adjacent channels cause the power density to still have a value not to be neglected. In that the side lobes slowly decay, they turn out to be crosstalk in the neighboring channels, the first side lobe having a maximum which is less than the major lobe by only 13 dB (Fig. 4).

For purposes of clarity, only the amplitudes and the phases of the transmission functions for the channels  $k=2, 3$  and  $13$  are illustrated in Figs. 6 and 7 in a frequency range with  $M=16$  subchannels. It is evident from the Figs. 6 and 7 that triggering the three filters shown brings about considerable power densities, not only in their own subchannels but also in the other subchannels on account of the low side lobe attenuation, each channel having an effect on all of the subchannels in the case shown so that a total of fifteen side lobes superimpose in each subchannel. Each subchannel thereby corresponds to a frequency range of  $2\pi/16$ . When the number of subchannels is substantially higher, the effective adjacent interaction is only limited to the nearest subchannels respectively.

Considering the side lobes of the three transmission functions shown in a subchannel, e.g.  $4 \cdot 2\pi/16 \leq \theta < 5 \cdot 2\pi/16$ , it is seen that although their maximum has different values, all the overlapping side lobes have a similar curve.

This is evident from the illustration according to Fig. 8 in which all the side lobes of the prototype filter  $h_0(n)$  for  $M=16$  are scaled to the value 1 and are superimposed in the frequency range. All the side lobes have a similar curve with regard to their amplitude spectrum.

As can already be surveyed from the equation 1, the prototype filter and all the other shifted filters have a linear phase. In Fig. 7, the phase curves for the transmission functions of three different subchannels are reproduced, they all have the same gradient and may be transferred into each other by adding a constant phase.

**THIS PAGE BLANK (USPTO)**

In the frequency band shown it may be necessary to lower the power density of certain forbidden ranges in such a manner that they cannot interfere with already existing transmitting ranges e.g., amateur radio and rescue radio. A concrete example for such a reduction may consist in reliably reducing the power density in a range of 7 to 7.1 MHz from -60 dBm to -80 dBm.

In the following it will first be assumed that the fade-out range is localized exactly between two subcarriers  $k$  and  $k+1$  so that the corresponding frequency range lies between  $k \cdot 2\pi/M \leq \theta < (k+1)2\pi/M$ . The two assumed carriers  $k$  and  $k+1$  transmit the major portion of their transmitter performance in the selected fade-out range and must therefore be zeroed in any case. Carriers that are located farther away, e.g.  $k-1$ ,  $k-2$ ,  $k+2$ ,  $k+3$  do not act on the frequency range to be faded out by their major lobe but by their side lobes. Accordingly, the overall interference of the adjacent carriers may be calculated by the complex summation of all the side lobes that are still relevant in regard to intensity.

The interference of an adjacent channel with the fade-out range is the datum of the adjacent channel multiplied by the action of the side lobe in the fade-out range.

Fig. 9 represents the interferences of the adjacent channels for a system with  $M=8$  subcarriers. The selected fade-out range is  $2 \cdot 2\pi/8 \leq \theta < 3 \cdot 2\pi/8$ . Carriers 2 and 3 are zeroed, the occupancy of the remaining carriers is discretionary. According to prior art it was up to now common practice to also charge subcarriers located farther outside the immediate fade-out range with zero in order to thus achieve that the side lobes they occasioned be not capable of interfering with the fade-out range. As a result thereof, it was compelling to relinquish a relatively high number of subchannels outside the fade-out range. The realization of the method according to the invention overcomes this disadvantage in the way described herein after.

Since, as already observed herein above, all the side lobes have a similar amplitude curve, the overall interference in the fade-out range must have an amplitude curve that resembles that of the side lobes. This property depends upon the data of the adjacent channels which only determine the maximum and the phase of the overall interference.

**THIS PAGE BLANK (USPTO)**

It is therefore possible to devise a pulse that has, within the fade-out range, a spectrum that resembles as far as possible the spectrum of the overall interference and to transmit this pulse with the transmitting spectrum. Outside this range, its spectrum should be the smallest possible. The data of the adjacent channels only determine the excitation of the filter.

If the fade-out range is not limited by two neighboring subcarriers, all the subcarriers within the fade-out range must additionally be zeroed. Such a case is represented in Fig. 10a. The subcarriers labeled with „\*“ have to be zeroed.

If the fade-out range does not exactly end at one subcarrier but between two subcarriers, the outermost must also be zeroed, as can be visualized in Fig. 10b.

If the fade-out range comprises several subcarriers, it is not sufficient to transmit only one compensation pulse since the interfering maximum of the side lobes arises between two adjacent subcarriers respectively. Therefore, five compensation pulses must be generated in Fig. 10a and six in Fig. 10b.

As a result thereof and according to the invention, a pulse for compensating the side lobes occurring in the fade-out range is additionally transmitted for each frequency range extending between the subcarriers contained in the fade-out range and the thereto adjacent subcarriers with zero charge respectively, said pulse being provided with a frequency spectrum that resembles the side lobes occurring in the intermediate ranges and being modulated according to the data values of the side lobes occurring in the respective intermediate ranges, the compensation pulse(s) being transmitted orthogonal to the information transmitting subcarriers.

The amplitude and phase of the side lobe spectra for the fade-out range is calculated from the data values of a number of subchannels that can be predetermined and the compensation pulse pertaining to each frequency intermediate range is obtained by summation of the discrete complex side lobe spectra that are calculated for this purpose. Prior to transmission, the thus obtained compensation pulse(s) are superimposed on the transmitter signal in such a manner that the fade-out range is freed from interfering side lobes.

**THIS PAGE BLANK (USPTO)**



A particularly high number of usable subcarriers may be achieved in that, except for the subcarriers contained in the fade-out range, only the subcarriers that are located at the border of the fade-out range or outside the border in proximity thereto be charged with zero.

In Figs. 11 and 12 variants of transmitting parts of a transmission system according to the invention are indicated in the form of a basic block diagram by means of which the method according to the invention may be carried out.

In Fig. 11, the transmission unit comprises an Inverse Discrete Fourier Transform unit (IDFT) 1, by means of which a plurality of subchannels that subdivide the transmitting frequency range with allocated subcarriers may be modulated. The receiver unit not here presented contains a corresponding Discrete Fourier Transform unit (DFT) by means of which the transmitted data may be demodulated.

Through the IDFT-unit 1, all the subcarriers contained in the fade-out range and the subcarriers adjacent the fade-out range may be charged with zero, so that no major lobes from subcarriers can occur in the desired fade-out range.

The data to be transmitted are redirected as a vector  $x(n)$  through the input unit 7 to the IDFT-unit 1 and to a processing unit 4. Said processing unit serves to compute side lobes occasioned by subchannels located outside the fade-out range. From these side lobes, the amplitude and phase of the overall interference in the fade-out range can be calculated by summation of the individual interferences. If the fade-out range comprises several subcarriers, a processing unit 4 is provided for each frequency range occurring either completely or in parts within the fade-out range between two subcarriers, said processing unit being connected at its output with the input of an allocated compensation filter 6 via a unit for overscanning 5, said filter having a transmission function that equals or resembles the spectrum of the side lobes of the corresponding frequency intermediate range. Fig. 11 shows a block diagram for only one frequency intermediate range.

The output of the compensation filter  $s(k)$  6 is connected to a first input of a subtraction member

**THIS PAGE BLANK (USPTO)**

3 and the output of the IDFT-unit 1 is connected to a second input of the subtraction member 3 so that an interference compensated transmitter signal may be detected at the output of the subtraction member 3.

If the filter 6 is excited by a pulse having the amplitude and phase of the overall interference computed in the processing unit 4, a compensation signal is obtained in the fade-out range, the spectrum of which is very similar to the spectrum of the interference.

The output of the IDFT-unit 1 calculates the inverse discrete Fourier transform of the adjacent data vector  $x(n)$  and a parallel-to-serial converting unit 2 converts the parallel data stream emerging the IDFT-unit 1 into a serial flow of symbols. The entire signal in this frequency range is merely composed of crosstalk portions because the subcarriers adjacent the fade-out range have been charged with zero in the data vector  $x(n)$ . The output signal of the filter 6 has inside the fade-out range a spectrum which resembles the spectrum of the crosstalk signal. By subtracting these two signals, the transmitter spectrum in the fade-out range is strongly reduced, e.g. by more than 20 dB.

If the fade-out range is not located exactly between two adjacent subcarriers, but rather extends over several subchannels or if the spectrum of power density is to be suppressed in several separate bands, the branch with the processing unit 4 and the filter 6 must be performed additionally for each frequency range between two subcarriers. The filters  $s_i(k)$  6 of each of the discrete branches must then copy the interference spectrum in each intermediate range.

The variant illustrated in Fig. 12 uses the subcarriers contained in the fade-out range to carry out the compensation of the interfering side lobes.

The transmitting functions of the filters  $s_i(k)$  form a vector space. In order to be capable of recovering the data in the receiver through the application of a Discrete Fourier Transform, it is necessary to select the transmitting functions of the filters  $s_i(k)$  to be orthogonal to the transmitting functions of the Inverse Fourier Transform unit used. In this case, the set of the transmitting functions of the unused IFFT-channels can be used as a base for the vector space

**THIS PAGE BLANK (USPTO)**

formed by the  $s_i(k)$ .

When these functions are used as a base it is possible to have the filterings drawn into the Inverse Fourier Transform by means of the  $s_i(k)$ . In this case, the subchannels which overlap the fade-out ranges are not charged with zero but with values computed in the processing unit 4' so that IDFT and filtering yield the same results. The processing unit 4' calculates the new values with which the subchannels overlapping the fade-out ranges must be charged. The data in the other subchannels are not altered in the process.

For this purpose, the data to be transmitted may be fed at the input of the processing unit 4' and, at the output of the processing unit 4', the subcarriers contained in the fade-out range and the thereto adjacent subcarriers with a charge compensating the side lobes may be detected, whereas these subcarriers may be read by the IDFT-unit 1 together with the unaltered charges of the remaining subcarriers located outside the fade-out range. In unit 2, the parallel data are converted into a serial transmitter signal.

As a result thereof, the side lobes occurring in the frequency intermediate ranges is calculated for each frequency range extending between the subcarriers contained in the fade-out range and the thereto adjacent subcarriers which yields the required charge of the subcarriers contained in the fade-out range and the thereto adjacent subcarriers so that a compensation of the side lobes occurring in the fade-out range is obtained, the subcarriers contained in the fade-out range and the thereto adjacent subcarriers being transmitted with the computed charge and the remaining subcarriers remaining unaltered.

To demonstrate the method according to the invention, three examples were calculated for a VDSL transmission route. 10.5 MHz was selected as a Nyquist frequency. The analogous transmission filter circuit has a passband of 0.3 MHz to 10.1 MHz. Three amateur radio bands are located within this range, namely 1.81 MHz - 2.00 MHz, 3.50 MHz - 3.80 MHz and 7.00 MHz - 7.10 MHz.

The examples according to the Figs. 21 - 24, Figs. 25 - 28 and Figs. 29 - 32, in which the

**THIS PAGE BLANK (USPTO)**

achieved power density spectra are illustrated, show a possibility of suppressing the amateur radio bands with the method according to the invention, the power density spectrum must be lowered to below 0.3 MHz or to above 10 MHz respectively by means of the analogous transmission filter circuit and is not further taken into consideration. The number of the channels  $M$  amounts to 512 (Figs. 21-24), 1024 (Figs. 25-28) and 2048 (Figs. 29-32). The areas with a grey background represent the various amateur radio bands, Figs. 22-24, Figs. 26-28 and Figs. 30-32 being enlargements of the fade-out ranges.

The parameters for the various ranges are indicated in the following charts. The first column indicates in which subchannels a compensation pulse is transmitted. The second column states which subcarriers are used for generating the compensation pulses and are not charged with information symbols. If the method according to the invention is not made use of, the channels indicated in the last column must be charged with zero.

	compensation pulses	needed subchannels	set to zero
1 <sup>st</sup> band	$k = 43, 44, \dots, 49$	$k = 42, 43, \dots, 51$	$k = 37, 38, \dots, 56$
2 <sup>nd</sup> band	$k = 85, 86, \dots, 92$	$k = 84, 85, \dots, 94$	$k = 79, 80, \dots, 99$
3 <sup>rd</sup> band	$k = 170, 171, 172, 173$	$k = 170, 171, \dots, 174$	$k = 163, 164, \dots, 180$

	compensation pulses	needed subchannels	set to zero
1 <sup>st</sup> band	$k = 87, 88, \dots, 97$	$k = 86, 87, \dots, 99$	$k = 82, 83, \dots, 103$
2 <sup>nd</sup> band	$k = 170, 171, \dots, 185$	$k = 168, 169, \dots, 188$	$k = 165, 166, \dots, 191$
3 <sup>rd</sup> band	$k = 340, 341, \dots, 346$	$k = 339, 340, \dots, 347$	$k = 335, 336, \dots, 353$

	compensation pulses	needed subchannels	set to zero
1 <sup>st</sup> band	$k = 176, 177, \dots, 195$	$k = 175, 176, \dots, 197$	$k = 171, 172, \dots, 200$

**THIS PAGE BLANK (USPTO)**



2 <sup>nd</sup> band	$k = 341, 342, \dots, 349$ $363, 364, \dots, 371$	$k = 339, 340, \dots, 373$	$k = 336, 337, \dots, 376$
3 <sup>rd</sup> band	$k = 682, 683, \dots, 692$	$k = 681, 682, \dots, 694$	$k = 677, 678, \dots, 698$

In all of the three examples, the lower most and the central subcarriers are not charged. This zero setting is not needed for fading out the amateur radio bands but is intended to reduce the power density spectrum of low and high frequencies.

For the symbols of the subcarriers  $M/2+1$  to  $M-1$ ,  $A_1 = A^*_{M-1}$ ,  $1 = M/2+1, M/2+2, \dots, M-1$ . This charging regulation is necessary for a real transmitter signal.

In the third example (Figs. 29 - 32), the second amateur radio band is allocated the channels 341 to 370. Compensation pulses are only devised for the subbands 341, 342, ..., 349, 363, 364, ..., 371, though. In the central subchannels the interferences are already attenuated enough, compensation pulses do not have to be employed.

The calculation of the compensation pulse will be indicated herein after.

It may be shown that the energy of a pulse response of a filter in a frequency range of  $\theta_1$  to  $\theta_2$  may be represented as a square form. The pulse response  $s(n)$  be  $M$  taps long so that the energy  $E_s$  is defined as

$$E_s = \frac{1}{2\pi} \int_{\theta_1}^{\theta_2} s^t \psi^*(e^{j\theta}) \psi^T(e^{j\theta}) s \, d\theta = \frac{1}{2\pi} s^t \int_{\theta_1}^{\theta_2} \psi^*(e^{j\theta}) \psi^T(e^{j\theta}) \, d\theta \, s = \frac{1}{2\pi} s^t \Theta(\theta_1, \theta_2) s \quad (7)$$

$s = [s(0)s(1) \dots s(M-1)]^T$  is the pulse response,  $\psi(e^{j\theta})$  is

$$\psi(e^{j\theta}) = [1 \, e^{-j\theta} \, \dots \, e^{-j\theta(M-1)}]^T. \quad (6)$$

**THIS PAGE BLANK (USPTO)**

whereas

$$\Theta(\theta_1, \theta_2) = \int_{\theta_1}^{\theta_2} \psi^*(e^{j\theta}) \psi^T(e^{j\theta}) d\theta .$$

$s^t$  signifies  $s$  transposed and conjugated.

A compensation pulse has to be devised for every frequency intermediate range (or subband) that is limited by two adjacent subcarriers and is located within the fade-out range.

Within this frequency intermediate range, the compensation pulse must reproduce the spectrum of the interference in the best possible way. For this purpose, the compensation pulse has to have, within this intermediate range, a transmission function that has still to be determined.

Outside this frequency intermediate range there has to be made a distinction between the intermediate ranges that are also located within the fade-out range and those intermediate ranges that are outside the fade-out range. Since the compensation pulses themselves act as interferences in other frequency bands, they have to be provided with the least possible transmission function for the adjacent channels located within the fade-out range in order not to occasion additional interferences there. In frequency ranges located outside the fade-out range, the demand for a highly attenuated transmission function is not as strict but it still has to be taken into consideration. The reason is that, on account of the deterministic interrelationship between the excitation of the compensation pulse and the data of the subcarriers used, constructive

**THIS PAGE BLANK (USPTO)**

interferences leading to an excess of power may arise outside the fade-out range.

The data are to be demodulated in the receiver by means of a Discrete Fourier Transform (DFT). The DFT as well as the IDFT can be transferred to a transmultiplexer whose filters are arranged orthogonal to one another. In order to obtain that all the data be independent from each other after demodulation through DFT, all the transmission filters must be orthogonal. The prototype filter and the filters derived therefrom through shifting already meet this requirement. In addition, the compensation pulse must be orthogonal to the filters of those subcarriers that transmit useful data. These subcarriers are all those which are not charged with zero. The discrete compensation pulses need not be orthogonal to each other.

As already mentioned herein above, the compensation pulse has to best approximate a transmission function that will be more fully explained herein after within the frequency intermediate range for which it was devised. The spectrum within the intermediate range needs to be as similar as possible to the spectrum of the interference.

The interference is composed of the superimposition of several side lobes, the side lobes with the greatest amplitude maximum having the strongest interfering influence. On this account, the nominal transmission function of the compensation pulse is composed of the transmission functions of the two large side lobes. Outside its subband, the nominal transmission function equals zero.

If the compensation pulse for the subband  $k \cdot 2\pi/M \leq \theta < (k+1) \cdot 2\pi/M$  is to be devised, the two neighboring pulses  $H_{k-1}(e^{j\theta})$  and  $H_{k+2}(e^{j\theta})$  are mainly responsible for the interferences in the frequency intermediate range considered, as is represented in Fig. 13 for  $M=16$  and  $k=2$  and in the amplitude of the transmission functions  $H_1(e^{j\theta})$  and  $H_4(e^{j\theta})$ . The transmission functions for the two subcarriers  $k-1$  and  $k+2$  read

**THIS PAGE BLANK (USPTO)**

$$H_{k-1}(e^{j\theta}) = \frac{1}{\sqrt{M}} \frac{\sin \frac{M}{2} \left( \theta - \frac{2\pi}{M}(k-1) \right)}{\sin \frac{1}{2} \left( \theta - \frac{2\pi}{M}(k-1) \right)} e^{-j \left( \theta - \frac{2\pi}{M}(k-1) \right) \frac{M-1}{2}} \quad (10)$$

$$H_{k+2}(e^{j\theta}) = \frac{1}{\sqrt{M}} \frac{\sin \frac{M}{2} \left( \theta - \frac{2\pi}{M}(k+2) \right)}{\sin \frac{1}{2} \left( \theta - \frac{2\pi}{M}(k+2) \right)} e^{-j \left( \theta - \frac{2\pi}{M}(k+2) \right) \frac{M-1}{2}} \quad (11)$$

In the frequency range of  $0.25 \leq \theta/\pi < 0.375$  of concern, the side lobes of these two transmission functions were assumed as the main source of interference. The transmission functions located farther away participate accordingly less in the interference, their part in it being neglected in calculating the nominal transmission function.

The maximum of the right and left main side lobe of  $H_{k-1}(e^{j\theta})$  and  $H_{k+2}(e^{j\theta})$  occurs at  $\theta = (2\pi/M)(k+0.5)$ . Substitute at this place yields

$$H_{k-1}(e^{j\theta}) \Big|_{\theta=(k+\frac{1}{2})\frac{2\pi}{M}} = \frac{1}{\sqrt{M}} \frac{-1}{\sin \frac{3\pi}{2M}} e^{-j \frac{3\pi}{2} (1-\frac{1}{M})} \quad (12)$$

$$H_{k+2}(e^{j\theta}) \Big|_{\theta=(k+\frac{1}{2})\frac{2\pi}{M}} = \frac{1}{\sqrt{M}} \frac{-1}{\sin \frac{3\pi}{2M}} e^{j \frac{3\pi}{2} (1-\frac{1}{M})} \quad (13)$$

As can be seen in Fig. 13, the two side lobes have the same amplitude maximum but a different phase. The phase difference of the two side lobes at  $\theta = (2\pi/M)(k+0.5)$  is

**THIS PAGE BLANK (USPTO)**



$$\Delta\phi = \arg \{ H_{k+2}(e^{j\theta}) \} - \arg \{ H_{k-1}(e^{j\theta}) \} \Big|_{\theta=(k+\frac{1}{2})\frac{2\pi}{M}} = 3\pi - \frac{3\pi}{M} \quad (14)$$

For this reason, the nominal transmission function

$$S(e^{j\theta}) = \begin{cases} -\frac{1}{2} \left( e^{j\frac{\Delta\phi}{2}} H_{k-1}(e^{j\theta}) + e^{-j\frac{\Delta\phi}{2}} H_{k+2}(e^{j\theta}) \right) & \text{for } k\frac{2\pi}{M} \leq \theta < (k+1)\frac{2\pi}{M} \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (15)$$

is selected, as can be visualized in the Figs. 13 and 14. This choice of the nominal transmission function is more or less dictated by heuristic principles and can possibly be improved by an optimized criterion. Since the nominal transmission function only has a value other than zero within the fade-out range, it does not interfere with other frequency ranges.

Another restriction of the class of potential compensation pulses that has to be considered though is the criterion of orthogonality in order to keep the reception of the various filters free from any interference. In order for the data in the receiver to be capable of being demodulated and separated with the help of a DFT-Transform, it is necessary that the compensation pulse is orthogonal to the transmission functions of all the subchannels used.

The indices of all the charged subcarriers may be combined in the quantity  $M$ . The  $K$  functions

**THIS PAGE BLANK (USPTO)**

(16)

$$h_k(n) = \frac{1}{\sqrt{M}} e^{j\frac{2\pi}{M}kn} \quad \text{für } k \in \mathcal{K}, n = 0, 1, \dots, M-1$$

(Continued on page 23)

**THIS PAGE BLANK (USPTO)**

form an orthonormal base for the  $K$  dimensional subspace  $K$ . The indices of all the subcarriers be combined in the quantity  $M$ ,  $M = 0, 1, \dots, M - 1$ . The functions

$$h_k(n) = \frac{1}{\sqrt{M}} e^{j \frac{2\pi}{M} kn} \quad \text{für } k, n = 0, 1, \dots, M - 1 \quad (17)$$

form the  $M$  dimensional space  $M$ ,  $K$  being a subspace of  $M$ . The transmission functions of the subcarriers used are located in the subspace  $K$ . The compensation pulse must be orthogonal to these functions, i.e., it must lie in a subspace  $L = K^\perp$  which is normal to  $K$ . The space that presents itself here is the difference  $L = M/K$ . For this  $L = M - K$  dimensional subspace, the functions

$$h_k(n) = \frac{1}{\sqrt{M}} e^{j \frac{2\pi}{M} kn} \quad \text{für } k \in \mathcal{L}, n = 0, 1, \dots, M - 1 \quad (18)$$

constitute an orthonormal base. The quantity  $L$  is defined as  $L = M/K$ . The compensation pulse can now be represented by the linear combination of the base vectors (18)

$$g(n) = \sum_{l \in \mathcal{L}} c_l h_l(n) \quad \text{bzw.} \quad g = Hc \quad (19)$$

**THIS PAGE BLANK (USPTO)**

in the manner of writing vectors, whereas  $g = (g(0)g(1)\dots g(M-1))^T$ . In the column vector  $c$ , the coefficients  $c_l$  of the linear combination are combined. The columns of the matrix  $H$  are the base vectors (18).

$$H = [h_{l_0} h_{l_1} \dots h_{l_{L-1}}] \quad \text{mit} \quad \{l_0 l_1 \dots l_{L-1}\} = \mathcal{L}. \quad (20)$$

To calculate the compensation pulse, the following optimization calculation can be written down:

$$g(n) = \arg \min_{g(n) \in \mathcal{L}} W_1 \int_{k \frac{2\pi}{M}}^{(k+1) \frac{2\pi}{M}} |G(e^{j\theta}) - S(e^{j\theta})|^2 d\theta + \sum_{l=2}^Q W_l \int_{\theta_{l1}}^{\theta_{l2}} |G(e^{j\theta})|^2 d\theta \quad (21)$$

$G(e^{j\theta})$  is the Fourier Transform of  $g(n)$  which is the compensation pulse looked for. Accordingly, the minimization occurs through all the functions of the space  $\mathcal{L}$  which is normal to the transmission functions used. The first integral constitutes the deviation of  $G(e^{j\theta})$  from the nominal transmission function  $S(e^{j\theta})$ . This deviation is calculated within the subband

As already mentioned, the nominal transmission function  $S(e^{j\theta})$  equals zero outside this band. The second integral calculates the energy of  $G(e^{j\theta})$  within the bands  $\theta_{l1} \leq \theta < \theta_{l2}$ . As already mentioned, the compensation pulse is to possess a highly attenuated transmission function outside its band. Summation occurs over ranges in which suppression is desired to be of different strength. Attenuation will need to be higher within the fade-out range than outside the same. This behavior can be adjusted by means of the weighting coefficients  $W_l$ .

Multiplying out (21) yields

**THIS PAGE BLANK (USPTO)**



$$g(n) = \arg \min_{g(n) \in \mathcal{L}} W_1 \int_{k \frac{2\pi}{M}}^{(k+1) \frac{2\pi}{M}} \left( G(e^{j\theta}) - S(e^{j\theta}) \right)^* \left( G(e^{j\theta}) - S(e^{j\theta}) \right)^T d\theta +$$

$$\sum_{l=2}^Q W_l \int_{\theta_{l_1}}^{\theta_{l_2}} G(e^{j\theta})^* (G(e^{j\theta}))^T d\theta$$
(22)

$$= \arg \min_{g(n) \in \mathcal{L}} W_1 \int_{k \frac{2\pi}{M}}^{(k+1) \frac{2\pi}{M}} \left( g^t \psi^*(e^{j\theta}) - s^t \psi^*(e^{j\theta}) \right) \left( \psi^T(e^{j\theta}) g - \psi^T(e^{j\theta}) s \right) d\theta +$$

$$\sum_{l=2}^Q W_l \int_{\theta_{l_1}}^{\theta_{l_2}} g^t \psi^*(e^{j\theta}) \psi^T(e^{j\theta}) g d\theta$$
(23)

$$= \arg \min_{g(n) \in \mathcal{L}} W_1 \int_{k \frac{2\pi}{M}}^{(k+1) \frac{2\pi}{M}} \left( g^t \psi^*(e^{j\theta}) \psi^T(e^{j\theta}) g - s^t \psi^*(e^{j\theta}) \psi^T(e^{j\theta}) g - \right.$$

$$\left. g^t \psi^*(e^{j\theta}) \psi^T(e^{j\theta}) s + s^t \psi^*(e^{j\theta}) \psi^T(e^{j\theta}) s \right) d\theta +$$

$$\sum_{l=2}^Q W_l \int_{\theta_{l_1}}^{\theta_{l_2}} g^t \psi^*(e^{j\theta}) \psi^T(e^{j\theta}) g d\theta$$
(24)

$$= \arg \min_{g(n) \in \mathcal{L}} W_1 \left( g^t \Theta(\theta_{l_1}, \theta_{l_2}) g - s^t \Theta(\theta_{l_1}, \theta_{l_2}) g - g^t \Theta(\theta_{l_1}, \theta_{l_2}) s + s^t \Theta(\theta_{l_1}, \theta_{l_2}) s \right) +$$

$$\sum_{l=2}^Q W_l g^t \Theta(\theta_{l_1}, \theta_{l_2}) g$$
(25)

$$= \arg \min_{g(n) \in \mathcal{L}} \sum_{l=1}^Q W_l g^t \Theta(\theta_{l_1}, \theta_{l_2}) g -$$

$$W_1 \left( s^t \Theta(\theta_{l_1}, \theta_{l_2}) g + g^t \Theta(\theta_{l_1}, \theta_{l_2}) s - s^t \Theta(\theta_{l_1}, \theta_{l_2}) s \right)$$
(26)

**THIS PAGE BLANK (USPTO)**

In the penultimate line, equation (8) was substituted. To shorten writing, the two quantities  $\theta_{1,1} = k \frac{2\pi}{M}$  and  $\theta_{1,2} = (k+1) \frac{2\pi}{M}$  were introduced. The pulse response of the nominal transmission function is combined in the column vector  $s$ ,

$$[s]_n = -\frac{1}{2} \left( e^{j\frac{\Delta\phi}{2}} h_{k-1}(n) + e^{-j\frac{\Delta\phi}{2}} h_{k+2}(n) \right) \quad \text{for } n = 0, 1, \dots, M-1. \quad (27)$$

The direct minimization via  $g(n)$ , as it is executed in (26) does not make sense for two reasons: first, minimization has to be done over a large number of parameters ( $M$  coefficients) and second, optimization has to take place under the boundary condition  $g(n) \in L$ . It makes more sense to minimize, starting from the coefficient vector  $c$  (19): first, the number of the parameters to be optimized is reduced and second, minimization may occur without secondary conditions as the statement (19) already takes the secondary condition  $g(n) \in L$  into consideration. Substitution of (19) in (26) yields the following:

$$c_{opt} = \arg \min_c \sum_{l=1}^Q W_l c^t H^t \Theta(\theta_{l,1}, \theta_{l,2}) H c - \quad (28)$$

$$W_1 \left( s^t \Theta(\theta_{1,1}, \theta_{1,2}) H c + c^t H^t \Theta(\theta_{1,1}, \theta_{1,2}) s - s^t \Theta(\theta_{1,1}, \theta_{1,2}) s \right) \quad (29)$$

**THIS PAGE BLANK (USPTO)**

The solution to this optimization problem reads :

$$c_{opt} = H^{-1} \left( H^t \sum_{l=1}^Q W_l \Theta(\theta_{l_1}, \theta_{l_2}) \right)^{-1} W_1 H^t \Theta(\theta_{l_1}, \theta_{l_2}) s . \quad (30)$$

Substitution in (19) yields the pulse response of the compensation pulse looked for.

$$g = H c_{opt} = \left( H^t \sum_{l=1}^Q W_l \Theta(\theta_{l_1}, \theta_{l_2}) \right)^{-1} W_1 H^t \Theta(\theta_{l_1}, \theta_{l_2}) s \quad (31)$$

Simulations showed that this pulse only insufficiently meets the required properties. For this reason, the compensation pulse must be allowed to have a length superior to  $M$ . At this point it also makes sense to relinquish the restriction of the distortion-free channel.

It is assumed that the channel possesses a memory length of maximum  $P$ , the pulse response of the channel accordingly having a length of maximum  $P + 1$  taps. For DMT systems, a cyclical prefix is used which substantially simplifies distortion in the receiver.

With the cyclical prefix, the last  $P$  symbols of a data block are sent first at the beginning of a block, compare *FIG. 15*. Considering the transmission of one single pulse only, it may be written for the transmission sequence  $y(n)$

**THIS PAGE BLANK (USPTO)**

$$y(n) = \begin{cases} a_{M-P+n} & \text{for } n = 0, 1, \dots, P-1 \\ a_{n-P} & n = P, P+1, \dots, N+P-1 \end{cases} \quad (32)$$

Substitute the IDFT for  $a_n$  yields

$$y(n) = \begin{cases} \frac{1}{M} \sum_{k=0}^{M-1} A_k e^{j \frac{2\pi}{M} k(M-P+n)} = \frac{1}{M} \sum_{k=0}^{M-1} A_k e^{j \frac{2\pi}{M} k(n-P)} & \text{für } n = 0, 1, \dots, P-1 \\ \frac{1}{M} \sum_{k=0}^{M-1} A_k e^{j \frac{2\pi}{M} k(n-P)} & \text{für } n = P, P+1, \dots, N+P-1 \end{cases} \quad (33)$$

As can be seen, the case discrimination is abolished on account of the  $M$  periodicity of the IDFT, the transmission sequence reads

$$y(n) = \frac{1}{M} \sum_{k=0}^{M-1} A_k e^{j \frac{2\pi}{M} k(n-P)} \quad \text{for } n = 0, 1, \dots, N+P-1. \quad (34)$$

This sequence too can again be generated by a transmultiplexer, whereas the following is valid:

$$h_k(n) = \frac{1}{\sqrt{M}} e^{j \frac{2\pi}{M} k(n-P)}, \quad n = 0, 1, \dots, N+P-1, \quad (35).$$

**THIS PAGE BLANK (USPTO)**



*Fig. 16, 17* shows some transmission functions for a system with  $M = 16$  and  $P = 5$ . It is evident that here, overlap of the side lobes occurs which is not very nice. For this reason, the compensation method cannot be used here.

For this reason, no cyclical prefix is employed in transmission but a Guard Interval of the length  $P$ .

The compensation pulse computed in the previous section complies with this condition. If however the compensation pulse is to be longer than  $M$  taps,  $M$  coefficients must always be followed by  $P$  zeros. This construction effects that the transmission sequence contains a Guard Interval of the length  $P$  after  $M$  values.

$$g = [g_0^T 0_P g_1^T 0_P \dots g_{R-1}^T]^T \quad (36)$$

The vectors  $g_k$  each contain  $M$  coefficients. The following  $P$  zeros are included in the line vector  $0_P$ . In order for the demodulation and separation of the data in the receiver to be capable of being carried out through a DFT, all the vectors  $g_k$  must lie in the subspace  $L$ . The following optimization problem may be written down for the compensation pulse:

$$g(n) = \arg \min_{\substack{g_0(n) \in \mathcal{L} \\ g_1(n) \in \mathcal{L} \\ \vdots \\ g_{R-1}(n) \in \mathcal{L}}} W_1 \int_{k \frac{2\pi}{M}}^{(k+1) \frac{2\pi}{M}} |G(e^{j\theta}) - S(e^{j\theta})|^2 d\theta + \sum_{l=2}^Q W_l \int_{\theta_{l1}}^{\theta_{l2}} |G(e^{j\theta})|^2 d\theta \quad (37)$$

On account of the secondary factor  $g_k \in L$

**THIS PAGE BLANK (USPTO)**

$$g_k = Hc_k \quad (38)$$

may be stated again. The matrix  $H$  is defined in (20). Taking (36) and (38) into consideration, the frequency response of the compensation pulse becomes

$$G(e^{j\theta}) = \sum_{n=0}^{(R-2)(M+L)+M} g(n)e^{-j\theta n} = \sum_{k=0}^{R-1} g_k^T \psi_k(e^{j\theta}) = \sum_{k=0}^{R-1} c_k^T H^T \psi_k(e^{j\theta}). \quad (39)$$

*Fig. 18:* diagrammatic illustration of  $g(n)$  when the length is greater than  $M$ .

The newly introduced value  $\psi_k(e^{j\theta})$  reads

$$\psi_k(e^{j\theta}) = [e^{-jk(M+L)\theta} e^{-j(k(M+L)+1)\theta} \dots e^{-j(k(M+L)+M-1)\theta}]^T. \quad (40)$$

If in (37) one substitutes and multiplies out, the following minimization problem occurs:

**THIS PAGE BLANK (USPTO)**

$$\begin{aligned}
\begin{pmatrix} c_0 \\ c_1 \\ \vdots \\ c_{R-1} \end{pmatrix} &= \arg \min_{\substack{c_0 \\ c_1 \\ \vdots \\ c_{R-1}}} \sum_{l=1}^Q W_l \sum_{k=0}^{R-1} \sum_{\kappa=0}^{R-1} c_k^t H^t \Theta_{k,\kappa}(\theta_{l_1}, \theta_{l_2}) H c_\kappa - \\
&\quad W_1 \left( \sum_{m=0}^{R-1} \left( s^t \Theta_{0,m}(\theta_{l_1}, \theta_{l_2}) H c_m + c_m^t H^t \Theta_{m,0}(\theta_{l_1}, \theta_{l_2}) s \right) - s^t \Theta_{0,0}(\theta_{l_1}, \theta_{l_2}) s \right)
\end{aligned} \tag{41}$$

$$\tag{42}$$

The matrix  $\Theta_{k,\kappa}(\theta_{l_1}, \theta_{l_2})$  is

$$\Theta_{k,\kappa}(\theta_{l_1}, \theta_{l_2}) = \int_{\theta_{l_1}}^{\theta_{l_2}} \psi_k^*(e^{j\theta}) \psi_\kappa^T(e^{j\theta}) d\theta . \tag{43}$$

The solution to the above indicated minimization problem reads

$$\begin{pmatrix} c_0 \\ c_1 \\ \vdots \\ c_{R-1} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A_{0,0} & A_{0,1} & \dots & A_{0,R-1} \\ A_{1,0} & A_{1,1} & \dots & A_{1,R-1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ A_{R-1,0} & A_{R-1,1} & \dots & A_{R-1,R-1} \end{pmatrix}^{-1} \begin{pmatrix} B_0 \\ B_1 \\ \vdots \\ B_{R-1} \end{pmatrix} \tag{44}$$

with

**THIS PAGE BLANK (USPTO)**

$$A_{m,n} = H^t \sum_{l=1}^Q W_l \Theta_{m,n}(\theta_{l_1}, \theta_{l_2}) H \quad \text{und} \quad B_m = H^t \Theta_{m,0}(\theta_{l_1}, \theta_{l_2}) . \quad (45)$$

The compensation pulse can be calculated with (36) and (38).

*Fig. 19* illustrates the nominal transmission function as well as compensation pulses of various length for a system with  $M = 16$  and  $P = 2$ . In this example, the fade-out range was selected to range from  $0.25 \leq \theta/\pi < 0.625$ . The compensation pulses are devised for the band  $0.375 \leq \theta/\pi < 0.5$ . The quality factors outside the fade-out range are selected to be very low, this being the reason for the excesses. The compensation pulse of the length 34 has considerably improved properties over the compensation pulse of the length 16.

The fade-out range is assumed to be the range  $k \frac{2\pi}{M} \leq \theta < (k+1) \frac{2\pi}{M}$ , the compensation filter calculated therefor,  $S(e^{j\theta})$ . If the information symbol  $A_l$  is transmitted in the channel  $l$ , said symbol acts on the channel (the prefactor  $\frac{1}{\sqrt{M}}$  comes in the IDFT because of  $\frac{1}{M}$ ) with the transmission function  $N_l(e^{j\theta}) = \frac{1}{\sqrt{M}} H_l(e^{j\theta})$ . The spectrum at the output of the compensation filter  $S(e^{j\theta})$  is to coincide as far as possible with  $N_l(e^{j\theta})$  within the fade-out range.

$$K_l S(e^{j\theta}) \approx A_l N_l(e^{j\theta}) \quad \text{for} \quad k \frac{2\pi}{M} \leq \theta < (k+1) \frac{2\pi}{M} \quad (46)$$

The factor  $K_l$  is the excitation of the filter  $G(e^{j\theta})$  with which  $S(e^{j\theta})$  is approximated. Total

**THIS PAGE BLANK (USPTO)**



coincidence is not possible within the overall fade-out range. This is the reason why the above equation is to be exactly satisfied with an equal sign for the frequency  $(k + \frac{1}{2})\frac{2\pi}{M}$

$$K_l S(e^{j\theta}) \Big|_{\theta=(k+\frac{1}{2})\frac{2\pi}{M}} = A_l N_l(e^{j\theta}) \Big|_{\theta=(k+\frac{1}{2})\frac{2\pi}{M}} \quad (47)$$

Evaluated at  $\theta = (k + \frac{1}{2})\frac{2\pi}{M}$ , the transmission functions yield

$$N_l(e^{j\theta}) \Big|_{\theta=(k+\frac{1}{2})\frac{2\pi}{M}} = \frac{(-1)^{k-l}}{M \sin(\frac{\pi}{M}(k-l+\frac{1}{2}))} e^{j\pi(k-l+\frac{1}{2})(-1+\frac{1}{M})} \quad \text{or} \quad (48)$$

$$S(e^{j\theta}) \Big|_{\theta=(k+\frac{1}{2})\frac{2\pi}{M}} = \frac{1}{\sqrt{M} \sin \frac{3\pi}{2M}}, \quad \text{resp.} \quad (49)$$

accordingly, the excitation of the filter  $G(e^{j\theta})$  is

$$K_l = A_l \frac{N_l(e^{j\theta})}{S(e^{j\theta})} \Big|_{\theta=(k+\frac{1}{2})\frac{2\pi}{M}} = A_l \frac{\sin \frac{3\pi}{2M}}{\sqrt{M} \sin(\frac{\pi}{M}(k-l+\frac{1}{2}))} e^{j\pi(k-l+\frac{1}{2})(-1+\frac{1}{M})} (-1)^{k-l} \quad (50)$$

**THIS PAGE BLANK (USPTO)**

Crosstalk that is occasioned by the information symbol  $A_l$  of the channel  $l$  in the fade-out range is compensated with this excitation. Each charged channel generates an interference in the fade-out range through the side lobes of its transmission function. The indices of all the charged subcarriers be combined in the quantity  $K$ . In order to compensate crosstalk of all the charged subcarriers in the range  $k \frac{2\pi}{M} \leq \theta < (k+1) \frac{2\pi}{M}$ , the filter  $G(e^{j\theta})$  must be excited with

$$K = \sum_{l \in \mathcal{X}} K_l = \sum_{l \in \mathcal{X}} A_l \frac{\sin \frac{3\pi}{2M}}{\sqrt{M} \sin \left( \frac{\pi}{M} (k-l+\frac{1}{2}) \right)} e^{j\pi(k-l+\frac{1}{2})(-1+\frac{1}{M})} (-1)^{k-l} \quad (51)$$

It turns out that not all the charged channels have to be taken into consideration. It is generally sufficient merely to take into consideration the channels within a certain range about the fade-out range.

Generally speaking, the fade-out range will extend over several subbands. In this event, each subband  $k \frac{2\pi}{M} \leq \theta < (k+1) \frac{2\pi}{M}$ ,  $k \in \mathcal{U}$ , must be provided with a compensation filter  $G_k(e^{j\theta})$  of its own with appropriate excitation. The indices of all the subchannels in which a compensation pulse is to be transmitted are summed up in the quantity  $U$ .

If the compensation pulse  $g(n)$  is directly implemented as a FIR filter, each coefficient of the filter must be multiplied by the excitation. With long filter lengths the calculation they imply becomes unacceptable. A more efficient implementation is possible, when it is taken into consideration that the compensation pulse can be represented as a linear combination of the base functions  $h_l$ ,  $l \in L$  (compare equation (19)).

$$Kg = K[g_0^T 0_P g_1^T 0_P \dots g_{R-1}^T]^T = K[H^T c_0^T 0_P H^T c_1^T 0_P \dots H^T c_{R-1}^T]^T \quad (52)$$

**THIS PAGE BLANK (USPTO)**

The matrix  $\mathbf{H}$  is defined in the equation (20). The columns of the matrix  $\mathbf{H}$  are the base functions of the linear combination.  $K$  is the necessitated excitation of the compensation pulse as it has been calculated in the previous chapter. Substituting (20) yields

$$Kg = K \left[ \begin{pmatrix} h_{l_0}^T \\ h_{l_1}^T \\ \vdots \\ h_{l_{L-1}}^T \end{pmatrix} \cdot c_0^T \quad 0_P \quad \begin{pmatrix} h_{l_0}^T \\ h_{l_1}^T \\ \vdots \\ h_{l_{L-1}}^T \end{pmatrix} \cdot c_1^T \quad 0_P \quad \dots \quad \begin{pmatrix} h_{l_0}^T \\ h_{l_1}^T \\ \vdots \\ h_{l_{L-1}}^T \end{pmatrix} \cdot c_1^T \right]^T \quad (53)$$

The above equation signifies that the base functions  $h_l$ ,  $l \in L$  must be excited with  $K c_0^T$  at the time of transmission of the actual data block. At the time of transmission of the next data block, these base functions must be modulated with  $K c_1^T$ , and so on. This is only true when zero blocks only are sent after the first block. In normal transmission operation, the excitation vectors  $v(n)$  are calculated by convolution at the instant of time  $n$ , compare also Fig. 20 in this connection.

$$v(n) = \sum_{l=0}^{R-1} K(n-l)c_l \quad (54)$$

Overlapping of the discrete excitation sequences is occasioned by the length of the compensation pulse. If the length of the compensation pulse  $g(n)$  exactly equals one symbol period ( $M$  taps), the excitation vector  $v_n$  becomes  $v(n) = K(n)c_o^T$ .

The base function  $h_l$ ,  $l \in L$  is nothing else than the transmission functions of the IDFT channel  $l$ , scaled with  $\sqrt{M}$ . At the instant of time  $n$ , the channels  $l$ ,  $l \in L$ , of IDFT must be occupied with  $\sqrt{M} v(n)$ .

If the fade-out range extends over several subbands, the above factorization is necessary for each

**THIS PAGE BLANK (USPTO)**

compensation filter. If one base function is contained in several compensation filters, the excitations for this base function have to be summarized.

**THIS PAGE BLANK (USPTO)**



## CLAIMS

1. Method of suppressing narrow frequency bands during transmission of data by means of a multiple carrier method, e.g. DMT (Discrete Multitone) in which a predetermined broad frequency band is divided into a plurality of subchannels having subcarriers assigned thereto and in which the data to be transmitted are modulated in the transmitter with Inverse Discrete Fourier Transform (IDFT) and are demodulated in the receiver with Discrete Fourier Transform (DFT), each subchannel being thus provided in the spectrum with a major lobe and several side lobes occurring between nearby subcarriers, all the subcarriers contained in this narrow fade-out range and further subcarriers adjacent the narrow fade-out range being given a zero charge for suppressing at least a narrow fade-out frequency range, **wherein** a pulse for compensating the side lobes occurring in the fade-out range is additionally transmitted for each frequency range extending between the subcarriers contained within the fade-out range and the thereto adjacent subcarriers having a zero charge respectively, said pulse being provided with a frequency spectrum which resembles the side lobes occurring in the intermediate ranges and which is modulated according to the data values of the side lobes occurring in the corresponding intermediate ranges, the compensating pulse(s) being transmitted orthogonal to the information transmitting subcarriers.
2. Method according to claim 1, **wherein** the amplitude and the phase of the side lobe spectra for the fade-out range be calculated from the data values of a number of subchannels that may be predetermined and the compensation pulse assigned to each intermediate frequency range is determined by adding the individual complex side lobe spectra that have been calculated for this purpose and that, prior to transmission, the thus determined compensation pulse(s) be superimposed to the transmitter signal in such a manner that the fade-out range is freed from interfering side lobes.
3. Method according to one of the claims 1 or 2, **wherein**, except for the subcarriers

**THIS PAGE BLANK (USPTO)**

contained in the fade-out range, only those subcarriers are zero charged that are located at the border of the fade-out range and, if need be, one or a few located directly outside the border of the fade-out range.

4. Method of suppressing narrow frequency bands during transmission of data by means of a multiple carrier method, e.g. DMT (Discrete Multitone) in which a predetermined broad frequency band is divided into a plurality of subchannels having subcarriers assigned thereto and in which the data to be transmitted are modulated in the transmitter with Inverse Discrete Fourier Transform (IDFT) and demodulated in the receiver with Discrete Fourier Transform (DFT), each subchannel being thus provided in the spectrum with a major lobe and several side lobes occurring in the region of nearby subcarriers, **wherein** the side lobes occurring in these frequency intermediate ranges be calculated, and from them the required charge of the subcarriers contained in the fade-out range and of the subcarriers adjacent thereto, for each frequency range extending between the subcarriers contained in at least one fade-out range and the subcarriers adjacent thereto respectively in order to achieve a compensation of the side lobes occurring in the fade-out range and that the subcarriers contained in the fade-out range and the subcarriers adjacent thereto be transmitted with the computed charge, the remaining subcarriers being left unaltered.
  
5. Transmission system for transmitting data by means of a multiple carrier method, e.g. DMT (Discrete Multitone) and for suppressing at least one narrow fade-out frequency range, with a transmission unit comprising an Inverse Discrete Fourier Transform unit (IDFT) by means of which a plurality of subchannels that subdivide the transmitting frequency range may be modulated with allocated subcarriers and with a receiving unit comprising a Discrete Fourier Transform unit (DFT), all the subcarriers contained in the fade-out range or adjacent to the fade-out range respectively may have a zero charge in the IDFT unit, more specifically for carrying out a method according to one of the claims 1, 2 or 3, **wherein** for each frequency range extending between the subcarriers contained in the fade-out range and the subcarriers adjacent thereto respectively, a processing unit (4) is provided for computing the side lobes occasioned by subchannels located outside

**THIS PAGE BLANK (USPTO)**

the fade-out range, wherein the data to be transmitted can be entered at the input of the processing unit (4) and the calculated amplitude and phase of the added side lobes may be sampled at the output of the processing unit (4), that a compensation filter is connected to the output of each processing unit (4), its transmitting function being identical with or similar to the spectrum of the side lobes of the corresponding frequency intermediate range and that the output of the compensation filter (6) is connected to a first input of a subtraction member (3) and the output of the IDFT unit to a second input of the subtraction member (3) so that an interference-compensated transmitter signal may be sampled at the output of the subtraction member (3).

6. Transmission system for transmitting data by means of a multiple carrier method, e.g. DMT (Discrete Multitone) and for suppressing at least one narrow fade-out frequency range, with a transmission unit comprising an Inverse Discrete Fourier Transform unit (IDFT) by means of which a plurality of subchannels that subdivide the transmitting frequency range may be modulated with allocated subcarriers and with a receiving unit comprising a Discrete Fourier Transform unit (DFT), more specifically for carrying out a method according to claim 4, **wherein** a processing unit(4') is connected in front of the IDFT unit (1), said processing unit serving to compute side lobes occasioned by subchannels that are located outside the fade-out range, wherein the data to be transmitted may be entered at the input of the processing unit (4') and the subcarriers contained in the fade-out range and the subcarriers adjacent thereto which have a charge compensating for the side lobes may be sampled at the output of the processing unit (4') wherein said subcarriers may be stored by the IDFT-unit (1) together with the unaltered charges of the other subcarriers located outside the fade-out range.

**THIS PAGE BLANK (USPTO)**

## ABSTRACT

Method of suppressing narrow frequency bands during transmission of data by means of a multiple carrier method, e.g. DMT (Discrete Multitone) in which a predetermined broad frequency band is divided into a plurality of subchannels having subcarriers assigned thereto and in which the data to be transmitted are modulated in the transmitter with Inverse Discrete Fourier Transform (IDFT) and are demodulated in the receiver with Discrete Fourier Transform (DFT), **wherein** a pulse for compensating the side lobes occurring in the fade-out range is additionally transmitted for each frequency range extending between the subcarriers contained within the fade-out range and the thereto adjacent subcarriers having a zero charge respectively, said pulse being provided with a frequency spectrum which resembles the side lobes occurring in the intermediate ranges and which is modulated according to the data values of the side lobes occurring in the corresponding intermediate ranges, the compensating pulse(s) being transmitted orthogonal to the information transmitting subcarriers.

(Fig. 11)

**THIS PAGE BLANK (USPTO)**



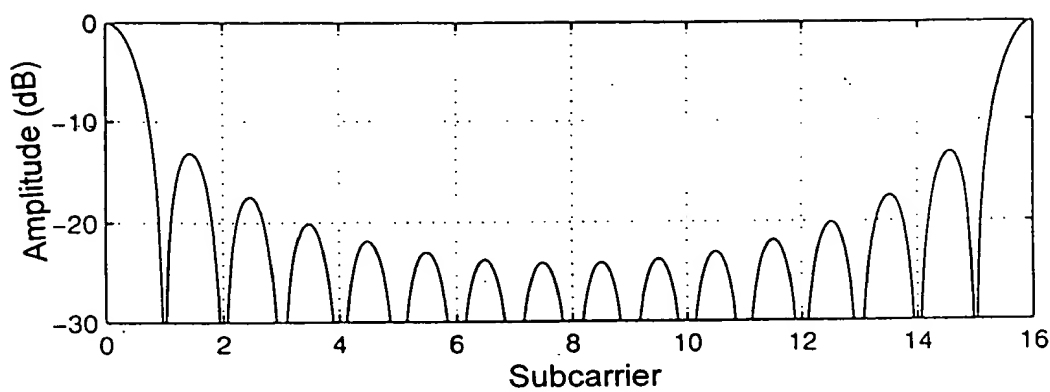


FIG. 1

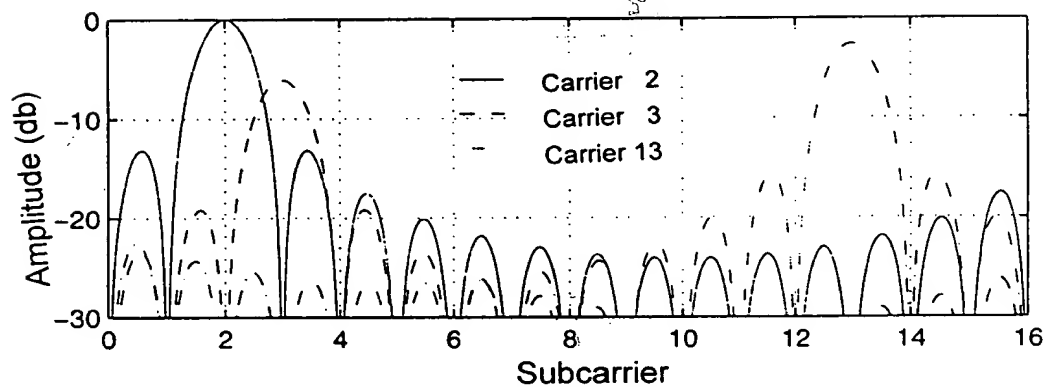
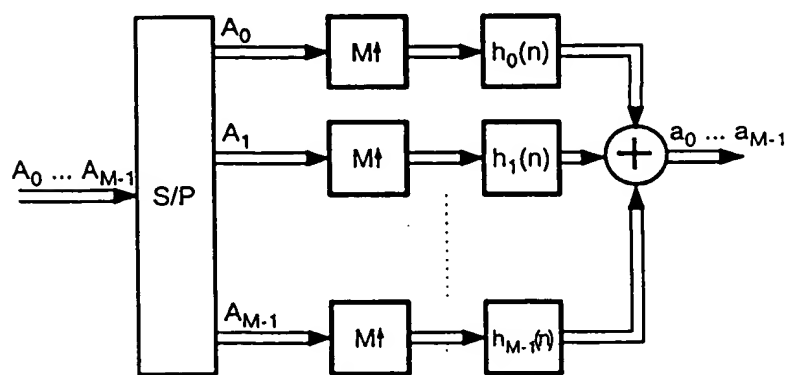


FIG. 2



≡

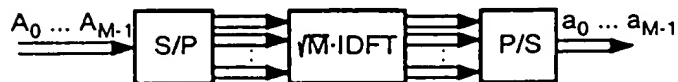
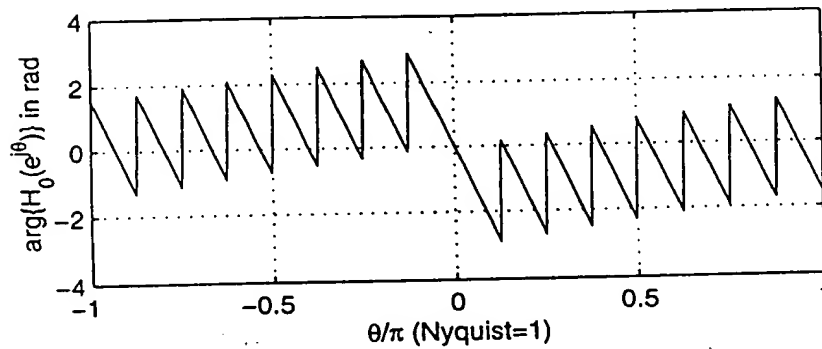
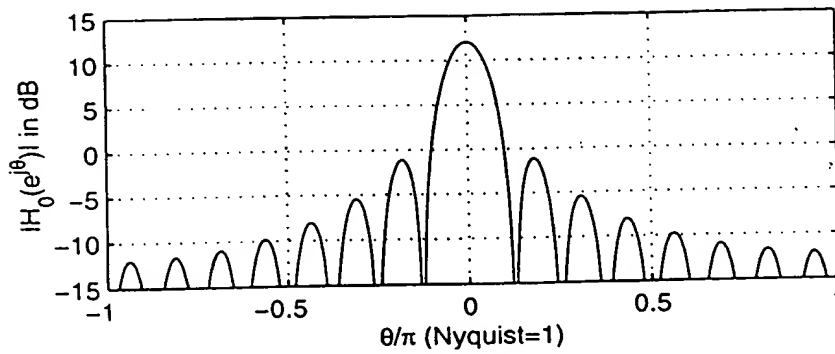


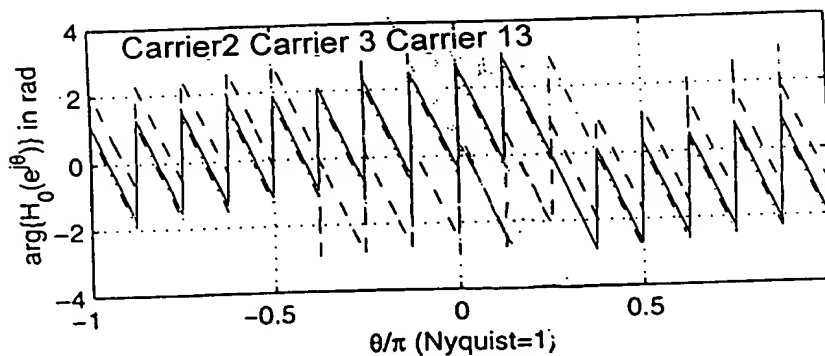
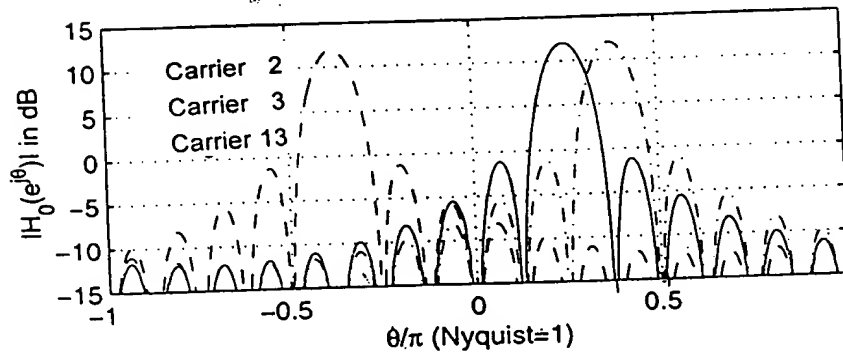
FIG. 3



**THIS PAGE BLANK (USPTO)**



prototype filter  $H_0(e^{j\theta})$  for  $M = 16$ .





**THIS PAGE BLANK (USPTO)**

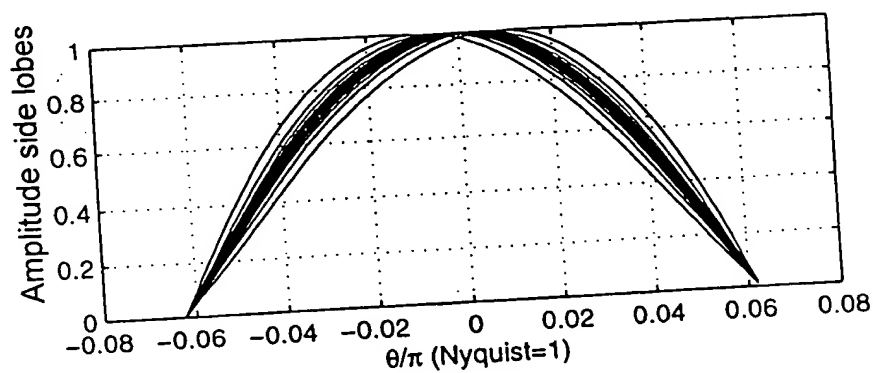


FIG. 8

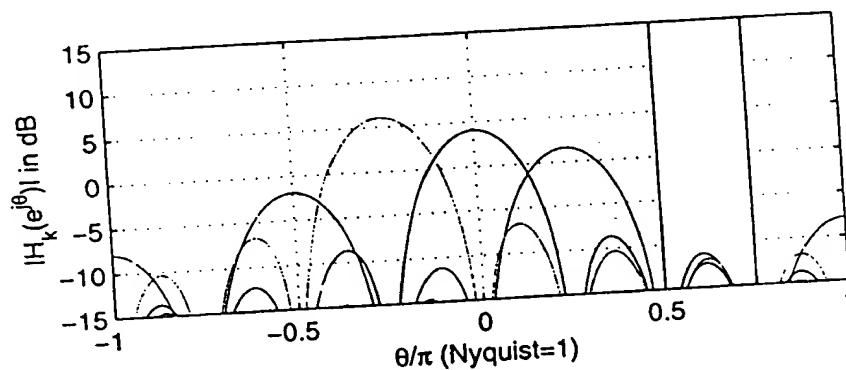


FIG. 9

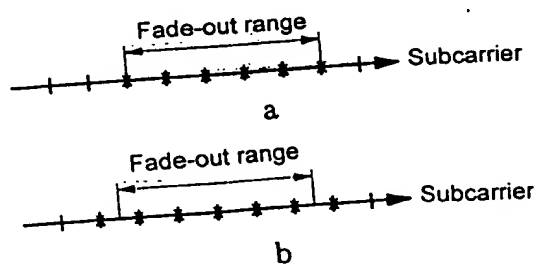


FIG. 10



**THIS PAGE BLANK (USPTO)**

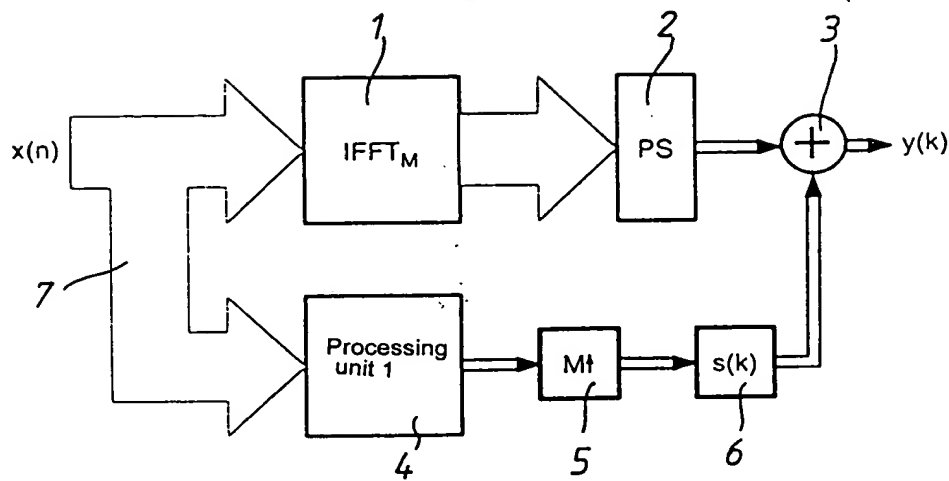


FIG. 11

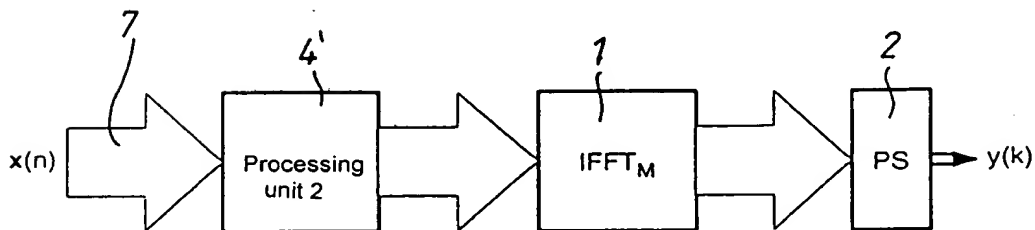
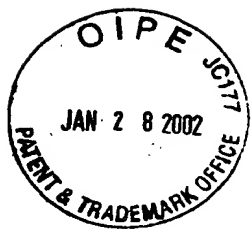


FIG. 12



**THIS PAGE BLANK (USPTO)**



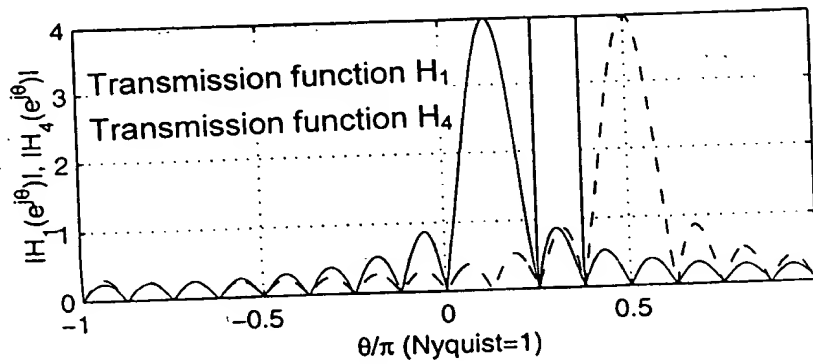


FIG.13

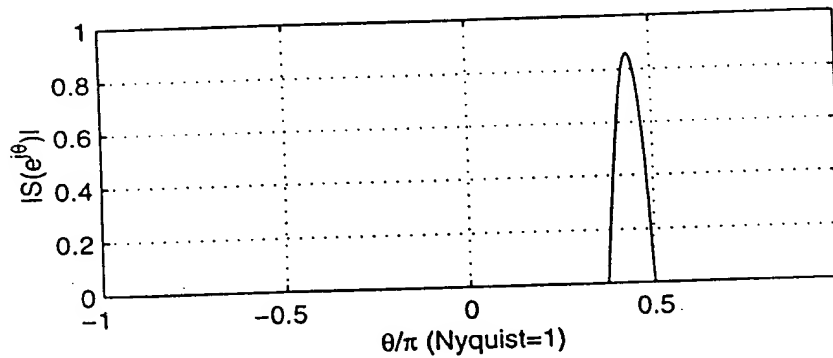


FIG.14

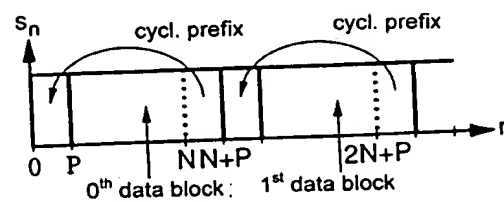


FIG.15



**THIS PAGE BLANK (USPTO)**

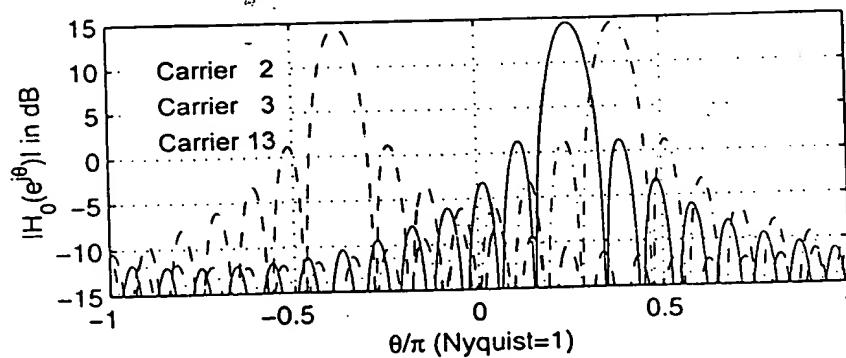


FIG. 16

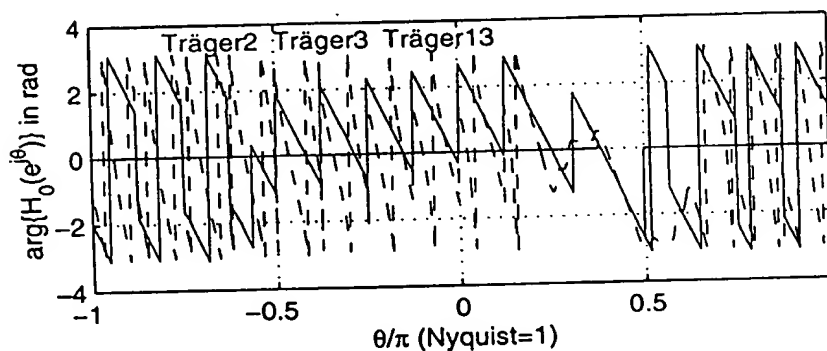


FIG. 17

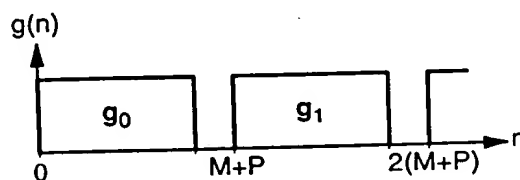


FIG. 18

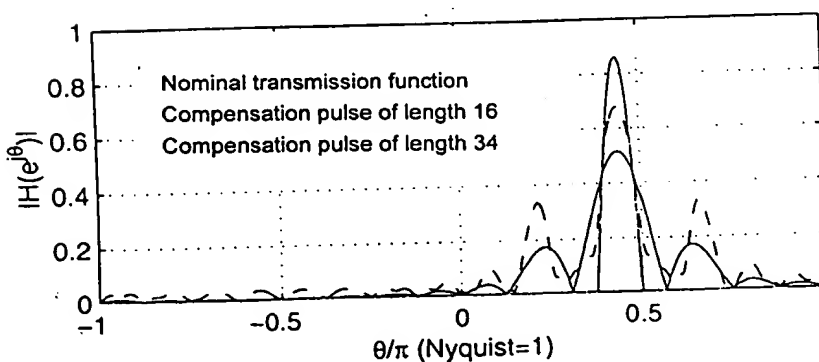


FIG. 19



**THIS PAGE BLANK (USPTO)**

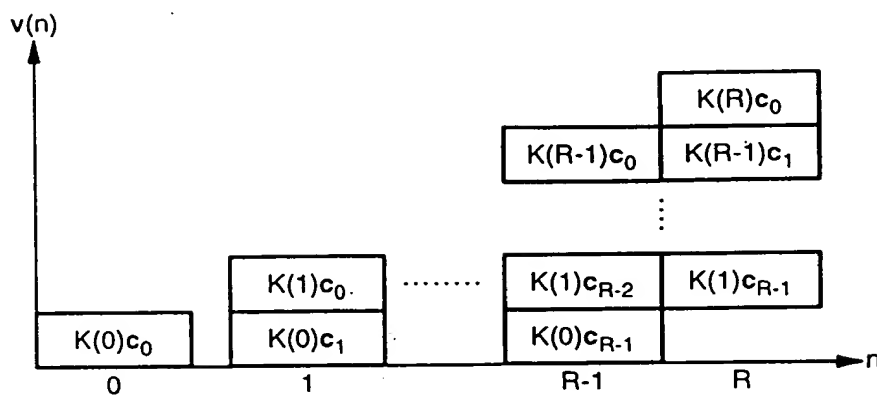


FIG. 20

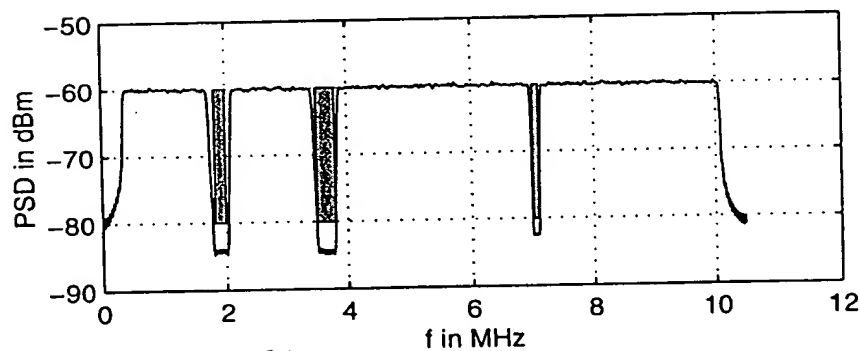


FIG. 21

a

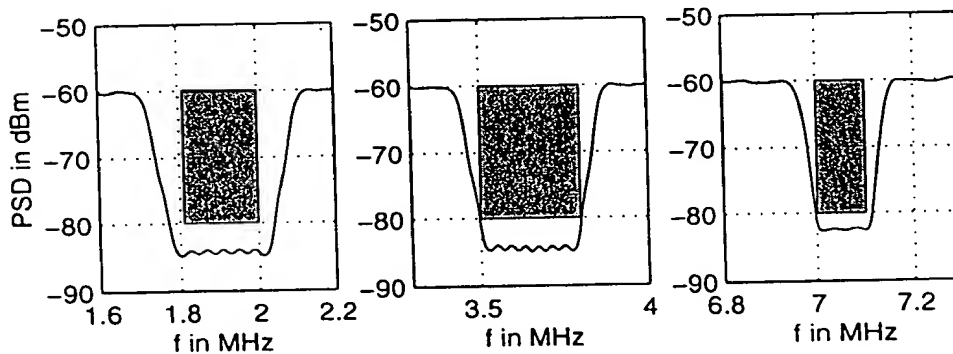


FIG. 22

FIG. 23

FIG. 24



**THIS PAGE BLANK (USPTO)**

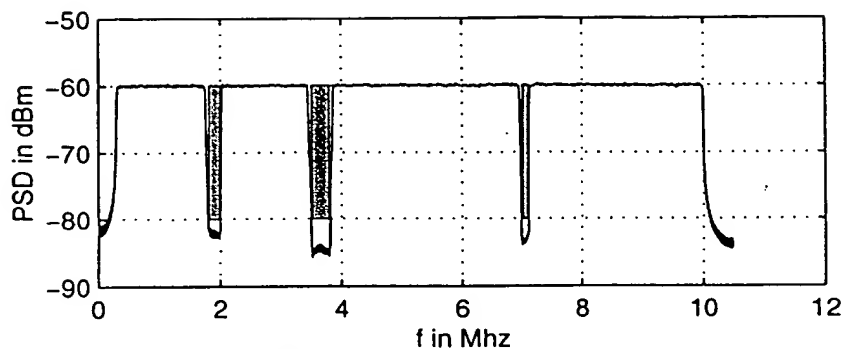


FIG. 25

a

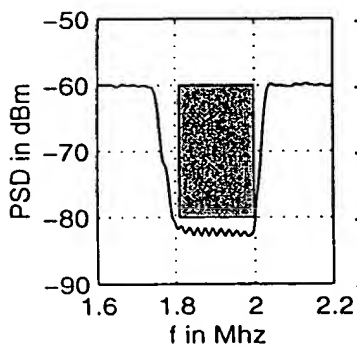


FIG. 26

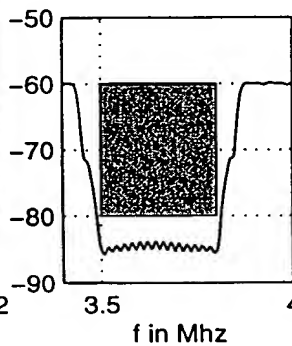


FIG. 27

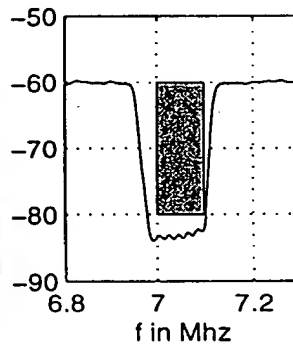


FIG. 28

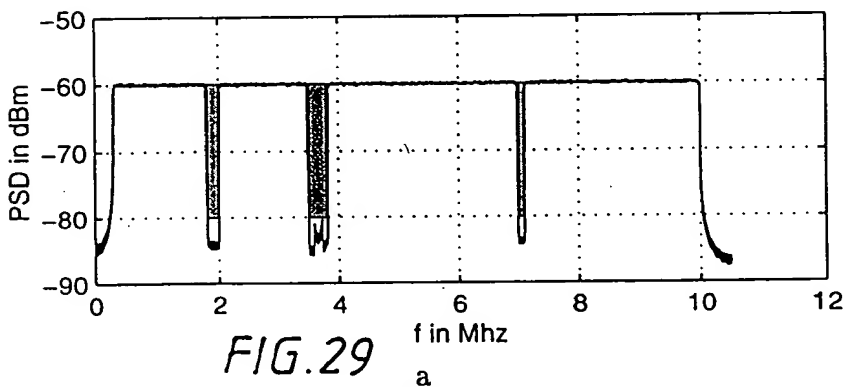


FIG. 29

a

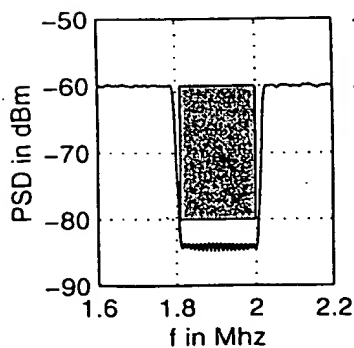


FIG. 30

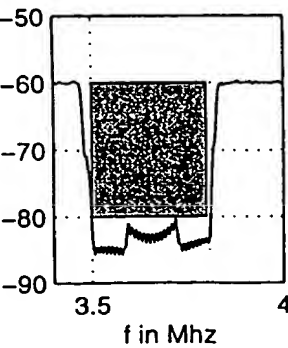


FIG. 31

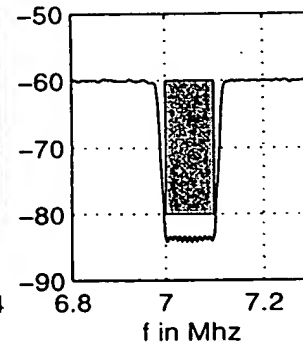


FIG. 32



**THIS PAGE BLANK (USPTO)**